

Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier)

Discipline ou spécialité :

Météorologie

Présentée et soutenue par :

Chiraz Boudjabi

le : jeudi 24 février 2011

Titre :

Validation de la mesure de réfractivité avec un radar en bande C équipé d'un émetteur à magnétron

JURY

Pr Frank Roux
Pr Frédéric Fabry
Dr Olivier Caumont

Ecole doctorale :

Sciences de l'Univers, de l'Environnement et de l'Espace (SDU2E)

Unité de recherche :

Météo France - Direction des Systèmes d'observations (DSO/CMR)

Directeur(s) de Thèse :

Jacques Parent du Châtelet

Rapporteurs :

Pr Anthony Illingworth / Dr Yvon Lemaître / Dr Joël Van Baelen

REMERCIEMENTS

Tout d'abord j'aimerais exprimer toute ma reconnaissance envers mon directeur de thèse Jacques Parent du Châtelet et je tiens à le remercier pour son encadrement tout au long de ces dernières années, pour son attention permanente, sa disponibilité, ses encouragements, son soutien et son sens critique.

Je remercie Frank Roux d'avoir accepté de présider le jury de thèse. Je remercie également les autres membres du jury – Anthony Illingworth, Frédéric Fabry, Joël Van Baelen, Yvon Lemaître et Olivier Caumont – qui m'ont fait l'honneur d'accepter de juger ce travail. Leurs commentaires et leurs remarques pertinentes et constructives ont permis d'améliorer sensiblement le manuscrit.

Au sein de Météo France, je tiens en tout premier lieu à remercier toute l'équipe du Centre Météorologie Radar (CMR) et la Direction des Systèmes d'Observation (DOS) de m'avoir accueillie au sein de leurs équipes et de m'avoir permis d'effectuer dans les meilleures conditions mon travail de thèse.

Je tiens tout particulièrement à remercier Laurent Perrier, sans qui je n'aurais pas disposé des mesures radar avec lesquelles j'ai pu valider ce travail de thèse.

Je tiens à remercier aussi Lucas Besson, pour son aide, sa contribution dans ce travail de thèse et surtout pour son encouragement, et je suis ravie de lui passer le flambeau « de la réfractivité », alors bonne chance pour défendre notre sujet.

J'adresse également ma gratitude et mes remerciements aux membres de IMI (Abdel, Franck, Alain, Marie, Jaqueline, Gérard, Chantal, Sophie, Serge, Patrick, Lionel) pour leurs soutiens et leurs encouragements, mais surtout pour les bons moments de convivialité en particulier pendant les pauses cafés.

Je ne saurais finir sans remercier tous les ex collègues Trappiste de l'équipe CMR : Clotilde, Amin, Kim, Pierre et Olivier, et sans oublier les nouveaux collègues qui ont intégré le service à Toulouse (Fadéla et Jordy), qui m'ont soutenue et encouragée tout au long de ces dernières années, ainsi que Eric Woirin pour l'impression du document.

Enfin, mes remerciements s'adressent également à toute ma famille, en particulier à mes parents et à ma chère Odile et mon cher Salim, pour leur aide, leur soutien, et surtout pour leur bonne humeur.

Validation de la mesure de réfractivité avec un radar en bande C équipé d'un émetteur à magnétron

Résumé

La caractérisation du champ d'humidité à fine échelle spatio-temporelle est importante pour améliorer la compréhension des mécanismes impliqués lors de la formation de la convection, ainsi que la qualité de la prévision de ces phénomènes à travers leur assimilation par un modèle numérique de prévision.

Le présent travail a été effectué en utilisant des données du réseau opérationnel ARAMIS des radars de précipitations de Météo France, et au sein des équipes radar de Météo France. Une nouvelle formulation de la mesure de la réfractivité par un radar à magnétron a été proposée, qui montre que la variation de phase d'un signal provenant d'une cible fixe dépend de trois termes. A l'issue d'une série de campagnes expérimentales, au cours desquelles de nombreux problèmes de mesure ont pu être identifiés et corrigés, les trois termes de la formulation théorique ont pu être validés par une comparaison avec des mesures au sol de réfractivité atmosphérique.

Les travaux permettent de conclure que la mesure de réfractivité est aussi performante avec un radar à magnétron qu'avec un radar à klystron à condition d'appliquer les nécessaires corrections.

Cependant les mesures de réfractivité, qui sont basées sur la phase du signal, peuvent facilement devenir ambiguës. Afin d'évaluer l'impact de ce problème sur la précision de la mesure de phase des études ont été effectuées qui permettent de mieux caractériser le problème.

Mots clé : Radar, magnétron, klystron, réfractivité, cible fixe, validation de mesure, ambiguïté, humidité, couche limite, interaction thermodynamique.

Validation of refractivity measurements with magnetron transmitter radar

Abstract

The small scale characterization of moisture field is a key for a better understanding of the convection formation mechanism, and for the quality of the prediction of these phenomena through assimilation by a numerical model. The present work has been done in the operational French radar team, and uses data from the French operational radar network.

A new formulation of the refractivity measurements for magnetron radar is proposed. It shows that the phase variation of a signal reflected by a fixed distant target depends on three terms. After a serie of experimental campaigns, a lot of measurement problems have been identified and corrected. Finally good data has been obtained and the three terms of the theoretical formulation have been validated by comparison with ground in-situ measurements of atmospheric refractivity. We can conclude that refractivity measurements can be done with magnetron radar as well as with klystron radar.

However the measurement, based on a signal phase, can easily become ambiguous. A few studies have been done to characterize it and to evaluate its importance on the measurement accuracy.

Key words: Radar, magnetron, klystron, refractivity, fiwed target, validation, ambiguity, humidity, boundary layer.

Table des Matières

INTRODUCTION GENERALE	11
CHAPITRE I	
LES RADARS METEOROLOGIQUES	13
1.1. Généralités	14
1.2. Principe d'un radar météorologique	16
1.3. Mesure de la réflectivité radar pour des particules sphériques	17
1.4. Mesure de la pluie au sol et problèmes associés	18
1.4.1. Echos fixes, masques partiels	19
1.4.2. Le profil vertical de réflectivité	21
1.4.3. L'atténuation par les précipitations	21
1.4.4. Non-détection de pluie au sol	21
1.4.5. Détection de pluie erronée au sol	22
1.4.6. Echo de ciel clair	22
1.4.7. La bande brillante	23
1.4.8. Etalonnage électronique	23
1.5. Radar Polarimétrique	24
1.6. Mesure de la vitesse radiale	25
1.6.1. Restitution du champ de vent tridimensionnel avec un radar Doppler	27
1.7. La réfractivité radar	28
1.8 Le réseau opérationnel ARAMIS de Météo-France et ses principaux produits	28
1.8.1. Description du réseau	28
1.8.2. Amélioration de la lame d'eau	29
1.8.3. Restitution du champ de vent 3D	30
1.8.4. Illustrations des paramètres polarimétriques	31
1.9. Conclusion	32
CHAPITRE II	
LA MESURE DE L'HUMIDITE DANS LES BASSES COUCHES DE L'ATMOSPHERE ET SES ENJEUX	33
2.1. Introduction	34
2.2. La mesure de l'humidité dans la couche limite de l'atmosphère	35
2.2.1. Station météorologique	35
2.2.2. Le radiosondage	36
2.2.3. Réfractomètre hyperfréquence	36
2.2.4. Interféromètre multicanaux « IASI »	37
2.2.5. Les radiomètres micro-ondes	38
2.2.6. Mesure GPS	39
2.2.6.1. Le principe de mesure de la vapeur d'eau par GPS	39
2.2.6.2. Quelques campagnes de mesures par GPS	40
2.2.7. Mesure Lidar	41
2.2.8. Mesure radar	43
2.3. Conclusion	44

CHAPITRE III	
ESTIMATION DE LA REFRACTIVITE RADAR	45
3.1. Généralité	46
3.2. La mesure de réflectivité	46
3.3. La relation entre la réflectivité N et la phase d'une cible fixe	48
3.3.1. Le principe général	48
3.3.2. La variation de phase d'une cible fixe à deux instants différents $[t_{ref}, t]$	49
3.3.3. Les ordres de grandeur de cette mesure	49
3.3.4. Le problème du repliement de la phase	49
3.3.5. La phase intrinsèque d'une cible fixe	49
3.3.6. Les paramètres d'influence sur la mesure de la phase intrinsèques d'une cible fixe	51
3.3.7. Les différentes étapes du traitement de Fabry pour établir une carte de réflectivité	52
3.3.7.1. L'étape de calibration	52
3.3.7.2. La mesure de la réflectivité en temps réel	54
3.3.8. Les paramètres d'influence sur la précision de mesure	56
3.3.8.1. Le balancement de la végétation	56
3.3.8.2. Les problèmes de mesure causés par les précipitations	57
3.3.8.3. Mesure de la réflectivité dans un terrain plat et un terrain complexe	58
3.3.8.4. L'effet de la structure verticale de l'indice de réfraction	59
3.4. Travaux de validation du Projet International H2O (IHOP)	61
3.4.1. Description du site expérimental de IHOP	61
3.4.2. Interprétation des résultats de la campagne de mesure IHOP	64
3.4.3. Comparaison de la réflectivité radar avec les mesures de réflectivité par le radiosondage lors de la campagne de mesure IHOP	67
3.4.4. Comparaison de la réflectivité radar avec le profil du lidar Raman	68
3.5. Conclusion	69
CHAPITRE IV	
ASPECTS THÉORIQUES DE LA MESURE DE RÉFRACTIVITE AVEC UN RADAR A MAGNÉTRON	71
4.1. Introduction	72
4.2. Rappel des équations pour la mesure de la réflectivité avec un émetteur à klystron	73
4.3. Equations de base pour la mesure de la réflectivité avec un émetteur à magnétron	74
4.3.1. Les caractéristiques du récepteur pour un radar à magnétron	74
4.3.2. Formulations théoriques	75
4.3.2.1. La phase d'un signal reçu d'une cible fixe après l'émission du magnétron	75
4.3.2.2. La différence de phase entre deux instants (t et t_{ref})	79
4.3.2.3. La Dérivée spatiale de la phase avec la distance (r)	80
4.5. Conclusion	82

CHAPITRE V	
LE MATÉRIEL EXPÉRIMENTAL ET LA BASE DE DONNÉES UTILISÉE	83
5.1. Le cadre expérimental de l'étude	84
5.1.1. Les données Radar	84
5.1.2. Les données In-Situ (P, T, U) utilisées pour la validation de la réflectivité radar	86
5.2. Traitement de signal des données radar et problèmes techniques associés (Analyse des données radar)	87
5.2.1. Rappel du principe de mesure du système Castor2	87
5.2.2. Mesure de la phase rétro-diffusée par des cibles fixes « entre l'émission et la réception »	89
5.3. Présentation du signal émis et les problèmes de désynchronisation de l'horloge d'échantillonnage et de l'horloge de numérisation	92
5.4. Problème d'instabilité de l'angle d'Azimut	94
5.5. Problème de saturation du signal reçu d'une cible fixe	96
5.6. L'impact des échos de pluie sur la stabilité de la mesure	100
5.7. Conclusion	102
CHAPITRE VI	
VALIDATION DE LA MESURE DE RÉFRACTIVITÉ	103
6.1. Introduction	104
6.2. Validation des trois termes de l'équation	105
6.2.1. Méthodes de calcul	105
6.2.2. Validation du terme « oscillateur local »	106
6.2.3. Validation du « terme résiduel »	108
6.2.4. Validation du « terme réflectivité » par une inter-comparaison avec les mesures In-Situ (P, T, U)	111
6.3. Ambiguïtés de la mesure de réflectivité radar	115
6.3.1. Etude expérimentale sur la qualité de la mesure à partir des données radar	115
6.3.1.1. Influence de la nature des échos de sol	116
6.3.1.2. Influence de la distance r	116
6.3.1.3. Influence de la pluie	117
6.3.2. Etude de simulation avec des données au sol	118

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES	123
Références	126
Annexes	131
Annexe A : Validation of refractivity measurements with magnetron transmitter	
Radar	133
Annexe B : Links between weather phenomena and characteristics of refractivity measured by precipitation radar	135
Annexe C : Evaluation of Phase Ambiguity Problem due to Sampling Time when Measuring Refractivity with Precipitation Radar	137

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le champ d'humidité dans les basses couches de l'atmosphère est un des éléments clés qui interviennent dans le déclenchement des systèmes convectifs qui peuvent engendrer des conséquences considérables dans différents domaines tels que l'hydrologie, l'aéronautique, le transport ...

Comme cela a été proposé la première fois par (Fabry et al., 1997 ; Fabry, 2004), les signaux émis par un radar Doppler et réfléchis par des cibles fixes peuvent être utilisés pour estimer le contenu intégré en vapeur d'eau le long du trajet parcouru par l'onde radar. Cette technique de mesure, appelé réflectivité radar, a été mise en œuvre lors de tests de grande envergure en Amérique du Nord il y a quelques années (Weckwerth et al., 2005). Basée sur l'évolution de la phase reçue des cibles fixes, elle permet potentiellement de suivre l'évolution de la structure spatiale du champ d'humidité dans un secteur de quelques dizaines de kilomètres au voisinage du radar.

Cependant, avec une distance entre les radars voisins de plusieurs centaines de kilomètres, le réseau opérationnel américain NEXRAD est bien adapté à la détection des fortes précipitations, mais sa couverture en terme d'échos de sol reste très parcellaire. La mise en œuvre opérationnelle de la réflectivité y offre donc assez peu d'intérêt, et elle reste différée depuis plusieurs années.

Ceci est beaucoup moins vrai pour les réseaux européens, comme le réseau français ARAMIS, qui sont beaucoup plus denses et qui vont probablement encore se densifier dans le futur autour d'applications spécifiques comme la météorologie aéronautique, ou la météorologie urbaine. Cette tendance à la densification de l'observation radar est également perceptible à travers des projets comme le projet américain CASA qui consisterait à déployer un grand nombre de petits radars (en bande X), plutôt qu'un petit nombre de gros radars. Dans un tel système, les défauts de mesure des petits radars sont compensés par la redondance de l'information, et surtout par le fait que, les distances au radar étant plus courtes, l'observation devient possible aux faibles altitudes ce qui est de plus en plus important pour les modèles à maille fine.

Cependant ces radars européens, ou ceux du projet CASA, sont pour la plupart équipés d'émetteurs non-cohérents, de type magnétron, alors que les radars sur lesquels la réflectivité a été testée avec succès sont des radars cohérents du type klystron, pour lesquels on maîtrise parfaitement la fréquence et la phase des signaux émis. On pensait donc jusqu'ici que les mesures de réflectivité seraient difficiles, voire impossibles à réaliser avec des radars équipés d'un émetteur à magnétron pour lesquels la fréquence et la phase des signaux émis varient dans le temps.

L'objectif de cette thèse consiste précisément à évaluer la capacité de mesure de la réflectivité avec un radar à magnétron. Après une étude théorique sur la formulation du signal reçu pour un radar à magnétron, un travail de validation a été effectué en utilisant des données issues d'un radar du réseau opérationnel ARAMIS de Météo-France. Cette validation a été complétée par une étude de simulation à partir de mesures in-situ de température, humidité et pression, pour évaluer les différents problèmes liés à la mesure radar. Le fait que ce travail ait

été effectué au sein des équipes radar de Météo-France devrait faciliter le futur passage de la technique à l'opérationnel.

Lors de ces travaux, des avancées intéressantes ont pu être obtenues, mais il reste cependant des obstacles à franchir avant de pouvoir utiliser les radars pour en tirer des mesures opérationnelles de la réfractivité. Parmi ces obstacles, on note tout particulièrement la question de l'ambiguïté de la phase qui dégrade souvent la qualité et la précision de la mesure de la réfractivité (Fabry et al., 1997).

Dans ce manuscrit on commence par donner dans le chapitre I un aperçu général sur le radar météorologique, ses différentes composantes, son mode de fonctionnement, ainsi que les principaux produits d'un radar précipitation, en particulier pour les radars opérationnels de Météo-France. Le chapitre II est dédié aux différents instruments utilisés pour mesurer l'humidité atmosphérique. Le principe de fonctionnement de chaque instrument est décrit, ainsi que ses avantages et ses inconvénients. Dans le chapitre III on propose une synthèse de la méthode de mesure de la réfractivité par un radar à klystron telle qu'elle a été proposée par Fabry et al. (1997): le principe de la mesure, les premiers résultats acquis, l'interprétation des paramètres qui influencent la précision de la méthode, les différents problèmes liés à cette mesure, et plus précisément les problèmes liés aux ambiguïtés de phase. On présente ensuite les résultats obtenus par radar à la suite de la campagne de mesure IHOP-2002 (Cheong et al., 2008 ; Weckwerth et al., 2005 ; Fabry, 2006 ; Demoz et al., 2006).

Après ces éléments de contexte, les chapitres IV, V et VI sont consacrés au travail spécifiquement effectué dans le cadre de cette thèse. Le chapitre IV est consacré à la description de la mesure de réfractivité avec un radar à magnétron. On donne une nouvelle expression analytique de la réfractivité en fonction de la phase du signal reçu d'une cible fixe. Dans le chapitre V on décrit le site expérimental, les types de données recueillies par le radar de Falaise pour la validation de cette formulation, puis les premiers résultats obtenus et les problèmes rencontrés lors de la validation de la mesure. Le chapitre VI est consacré à l'analyse et la discussion des résultats obtenus lors de la validation des trois termes de l'expression analytique (un premier terme dit « oscillateur local » ; un second terme dit « résiduel » ; et un troisième terme dit « de réfractivité »). On propose ensuite une interprétation sur l'origine de la dégradation de la précision de la mesure, et on termine par une conclusion et quelques perspectives sur les travaux futurs.

CHAPITRE I

LES RADARS METEOROLOGIQUES

1.1. Généralités

1.2. Principe d'un radar météorologique

1.3. Mesure de la réflectivité

1.4. Mesure de la pluie au sol et problèmes associés

- 1.4.1. Echos fixes, masques partiels
- 1.4.2. Le profil vertical de mesure (PVR)
- 1.4.3. L'atténuation par les précipitations
- 1.4.4. Non-détection de pluie
- 1.4.5. Détection de pluie erronée au sol
- 1.4.6. Echo de ciel clair
- 1.4.7 La bande brillante
- 1.4.8. Etalonnage électronique

1.5. Radar Polarimétrie

1.6. Mesure de la vitesse radiale

1.6.1. Restitution du champ de vent tridimensionnel avec un radar Doppler

1.7. La réflectivité radar

1.8 Le réseau opérationnel ARAMIS de Météo-France et ses principaux produits.

- 1.8.1. Description du réseau
- 1.8.2. Amélioration de la lame d'eau
- 1.8.3. Restitution du champ de vent 3D
- 1.8.4. Illustrations des paramètres polarimétriques

1.9. Conclusion

1.1. Généralités

Les premiers radars météorologiques sont nés après la seconde guerre mondiale. Depuis, leur utilité ne s'est pas démentie et les réseaux n'ont cessé d'augmenter pour couvrir maintenant la quasi totalité des pays développés. Au sol ou embarqués sur avion, ils sont devenus des composants incontournables des campagnes de mesure météorologique.

Au niveau des applications opérationnelles, ces radars ont principalement pour objet la détection des précipitations à distance, dans une zone de rayon déterminé, centrée sur le site où ils se trouvent, ainsi que la quantification de ces précipitations pour satisfaire les besoins des Services d'Annonce des Crues. Ils apportent aussi des informations sur la dynamique des systèmes pluvieux à travers les mesures Doppler qui sont utiles pour améliorer la prévision numérique du temps par le biais de l'assimilation.

Les longueurs d'onde se situent entre 3 et 10 centimètres selon les radars. Les ondes les plus courtes sont plus atténuées par la pluie. La longueur d'onde la plus courante en Europe est la bande C ($\lambda = 5$ cm), alors qu'aux USA c'est la bande S ($\lambda = 10$ cm). Ces ondes qui se déplacent à la vitesse de la lumière sont rétro-diffusées par les gouttes de pluie, les grêlons, la neige ou des cibles fixes. Le radar calcule alors la distance qui le sépare des gouttes. Il localise ainsi les zones de précipitations à des distances atteignant 200 à 300 kilomètres, et mesure leur intensité dans un rayon de 80 à 120 kilomètres.

Un radar météorologique est constitué (figure I.2) d'une antenne parabolique, d'un système d'émission-réception et d'un calculateur. L'antenne est équipée de plusieurs moteurs destinés à l'orienter verticalement et horizontalement, ainsi que d'un radôme, enveloppe sphérique qui assure la protection de l'ensemble contre les intempéries et les forts coups de vent (figure I.1). Le calculateur assure le contrôle du radar à distance, l'acquisition des données, ainsi que le traitement du signal.

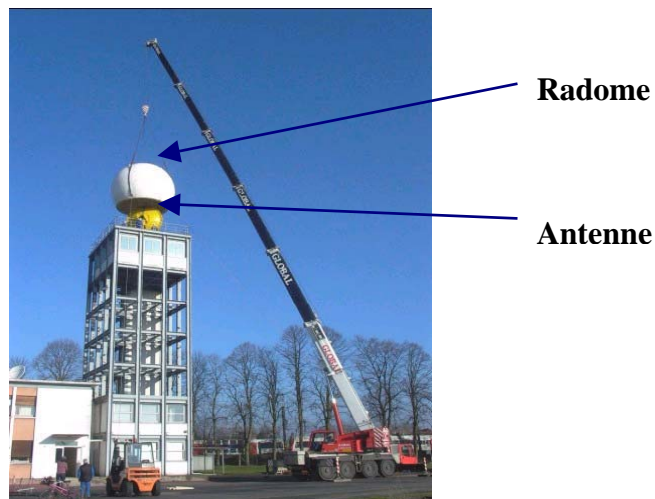


Figure I.1: Exemple d'une installation du nouveau radar de Trappes en 2004. On distingue l'antenne du radar colorée en jaune et le radome coloré en blanc.

Avant chaque implantation d'un radar, une étude du site est nécessaire afin d'assurer une efficacité optimale pour son fonctionnement en prenant en compte tous les éléments qui peuvent perturber la mesure tels que les échos fixes ou les masques qui restreignent les zones d'observation au delà des obstacles fixes, comme les montagnes ou les constructions au voisinage de l'antenne.

L'émetteur est chargé de la génération de l'onde électromagnétique de très haute fréquence. Il comprend (figure I.2) :

- un oscillateur permanent basé sur la technologie des tubes à cavité résonnante, qui est soit un klystron qui a pour caractéristique une fréquence très stable, soit un magnétron dont la fréquence varie dans le temps.
- un modulateur qui constitue la partie active de l'émetteur. Il permet de stocker l'énergie pendant les périodes séparant deux émissions successives et de la restituer pendant le temps très bref de l'émission du radar.
- une fois que l'onde est produite, le guide d'onde est chargé de l'amener vers l'antenne avec une perte du signal la plus faible possible. Le signal électrique hyperfréquence est ensuite transformé en onde électromagnétique par la « source » qui est placée au foyer de l'antenne parabolique, laquelle réfléchit les ondes pour former un faisceau conique concentré dans la direction perpendiculaire au plan de la parabole.

La synchronisation est le cœur même du système radar, elle délivre les signaux de base qui définissent les instants d'émission et divers signaux annexes nécessaires aux opérations en temps réel. Son élément de base est une horloge de très grande stabilité à partir de laquelle sont engendrés les signaux.

L'antenne a pour rôle de concentrer l'énergie émise par le radar dans une direction donnée. Elle peut être double : une antenne pour l'émission et une pour la réception, mais il est plus pratique d'utiliser une seule antenne à laquelle on associe un duplexeur. C'est une sorte de commutateur électronique qui permet la circulation du signal vers l'antenne lorsque le signal est émis tout en isolant le récepteur, et inversement de diriger le signal vers le récepteur, tout en isolant l'émetteur pendant la phase de réception.

Le récepteur permet d'amplifier et de traiter le signal réfléchi par les échos de pluie, et de le transformer en une tension exploitable par le calculateur radar. C'est l'élément le plus délicat et le plus complexe du radar, et sa sensibilité doit être très grande.

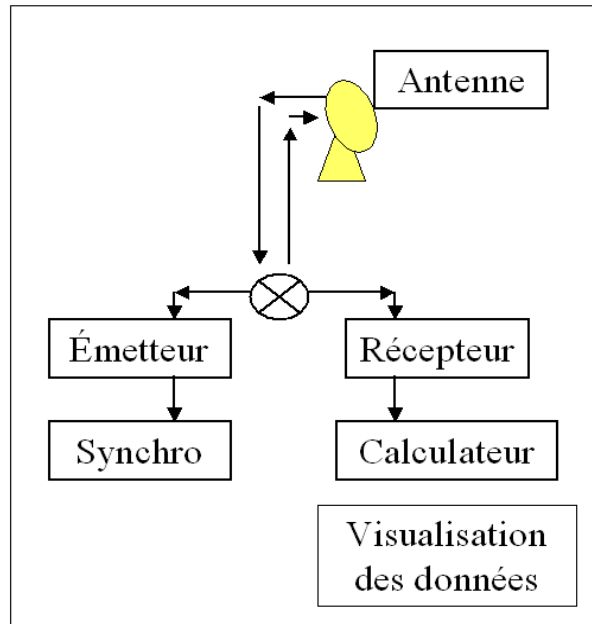


Figure I.2: Schéma fonctionnel d'un radar précipitation.

1.2. Principe d'un radar météorologique

Le radar émet des impulsions de forte puissance et de courte durée (quelques microsecondes) à des intervalles réguliers. Ces ondes se déplacent à la vitesse de la lumière et lorsqu'elles rencontrent un obstacle particulier (pluie, neige, relief ou bâtiment), elles sont rétrodiffusées dans toutes les directions. Une partie de ce signal est rétrodiffusé vers l'antenne du radar qui fonctionne aussi comme un récepteur.

Comme illustré sur la figure (I.3), le décalage temporel Δt entre l'émission du signal radar et la réception du signal provenant de l'écho permet de calculer la distance r parcourue par l'onde pour faire un trajet aller-retour. C'est ce qui permet de connaître les emplacements des cibles autour du radar avec :

$$r = \frac{c \Delta t}{2} \quad (\text{I.1})$$

où c est la vitesse de la lumière.

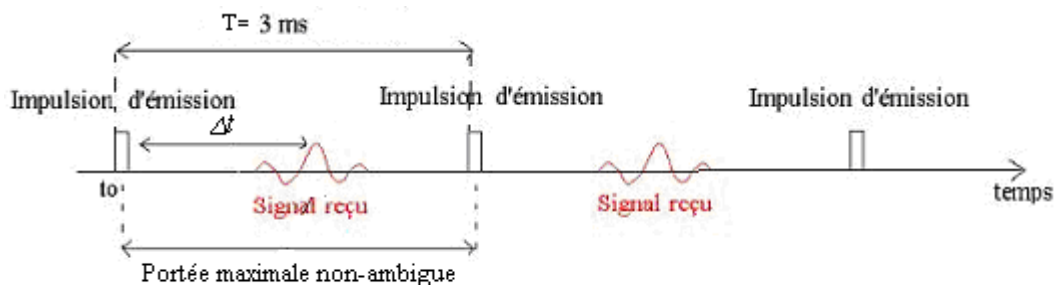


Figure I.3: Schéma représentant l'impulsion d'émission et de réception d'un signal radar.

Le radar émet avec un angle d'élévation (« site » noté φ) et dans un azimut (noté θ). Dès que les signaux émis rencontrent un obstacle à une distance r du radar, ils sont renvoyés vers l'antenne du radar. Pour simplifier, on considère que ces ondes se déplacent en ligne droite, comme c'est illustré sur la figure (I.4), mais les trajectoires sont en réalité légèrement courbées sous l'effet des gradients de l'indice de réfraction.

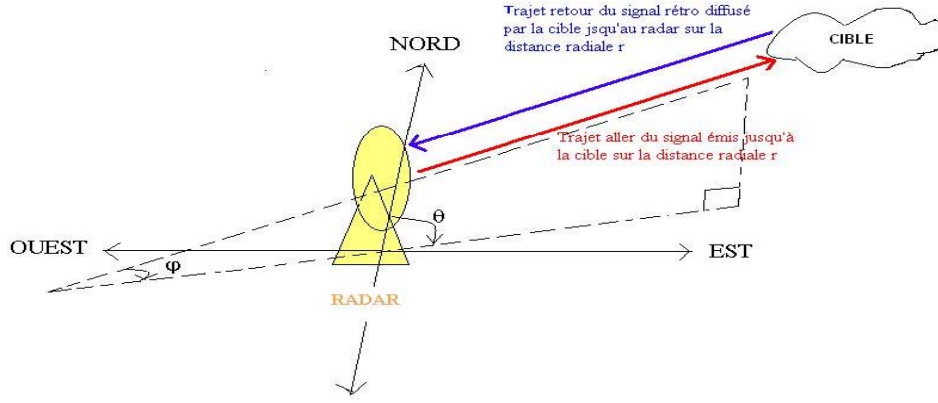


Figure I.4: Géométrie du faisceau d'un radar conventionnel.

1.3. Mesure de la réflectivité radar pour des particules sphériques

Avec l'hypothèse que l'on soit sous les conditions de Rayleigh, c'est à dire que les particules soient beaucoup plus petites que la longueur d'onde λ du faisceau radar, et si les particules sont supposées sphériques, la section efficace de rétro-diffusion $\sigma(D)$ en (mm^2) d'une particule de diamètre D est donnée par (Doviak and Zrnic, 1984):

$$\sigma(D) = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K_m|^2 D^6 \quad (\text{I.2})$$

où λ est la longueur d'onde d'émission en mm. K_m est égal à $(m^2 - 1)/(m^2 + 1)$, où m est l'indice de rétro diffusion complexe de la cible, qui dépend de la longueur d'onde et de la température.

La réflectivité radar η , définie comme étant la surface équivalente des diffuseurs par unité de volume, est proportionnelle à la section efficace de rétro-diffusion des hydrométéores intégrée dans le volume échantillonné. Elle augmente avec la taille et la concentration des particules et dépend aussi du type de particule : elle est ainsi beaucoup plus faible dans la phase glace que dans la phase liquide (Straka et al., 2000). Elle est donnée par l'expression (Doviak and Zrnic, 1984):

$$\eta = \int_0^\infty \sigma(D) N(D) dD = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K_m|^2 \int_0^\infty D^6 N(D) dD \quad (\text{I.3})$$

où $N(D)$ est le nombre de particules de diamètre D par unité de volume (DSD- Drop Size Distribution).

L'équation radar relie la réflectivité η à la puissance moyenne du signal rétrodiffusé par des cibles, et mesurée au niveau du radar. Cette puissance moyenne dépend des propriétés électromagnétiques de la cible (par la réflectivité), mais aussi de la distance d'observation, de l'atténuation sur le trajet aller-retour, ainsi que des caractéristiques techniques du radar.

En prenant en compte l'expression (I.3), on peut en donner une formule simple en fonction de l'intégrale de $N(D)$ (Doviak and Zrnic, 1984) :

$$\bar{P} = \frac{C}{r^2 \lambda^2 L^2} |K_m|^2 \int_0^\infty D^6 N(D) dD \quad (I.4)$$

\bar{P} : Puissance moyenne du signal reçu en (mW).

r : distance radar-cible (km).

λ : Longueur d'onde radar (cm).

L^2 : atténuation sur le trajet aller-retour radar-cible.

C : constante liée au radar utilisé, principalement à la puissance d'émission et aux caractéristiques de l'antenne.

Cette expression n'est valable que dans les limites de l'approximation de Rayleigh, et pour des particules sphériques.

En supposant que toutes les particules diffusantes sont des gouttes d'eau, on définit le facteur de réflectivité Z , généralement exprimé en $m^6.m^{-3}$, et directement calculable à partir de la puissance reçue par la formule (I.4):

$$Z = \int_0^\infty D^6 N(D) dD \quad (I.5)$$

Z peut aussi être exprimé en dBZ. C'est une échelle logarithmique, nécessaire compte tenu de la dynamique des phénomènes à observer et de leurs intensités, elle est donnée par :

$$Z_{dBZ} = 10. \log(Z) \quad (I.6)$$

On peut relier empiriquement le facteur de réflectivité radar Z au taux de pluie au sol R (en $mm.h^{-1}$) par des relations empiriques du type:

$$Z = aR^b \quad (I.7)$$

Les coefficients a et b peuvent varier en fonction des différents types de nuages ou de précipitations observées.

1.4. Mesure de la pluie au sol et problèmes associés

Les météorologues utilisent les pluviomètres et les radars pour mesurer le taux de pluie au sol : les mesures pluviométriques, réalisées avec des moyens de mesure stables dans le temps, constituent la référence mais peuvent parfois être peu représentatives de la situation réelle. Le radar a l'avantage de fournir une couverture complète sur une large zone. La lame d'eau est un produit qui représente le taux de pluie au sol mesuré avec un radar précipitation. Elle est définie comme étant la hauteur moyenne de précipitation accumulée pendant un certain temps. Elle est généralement exprimée en millimètres en fonction de la durée cumulée. On peut avoir des cartes de lame d'eau horaire, mensuelle, ou annuelle.

La quantification de l'eau précipitante est très importante pour l'hydrologie. La quantification par radar présente l'avantage essentiel, par rapport aux mesures classiques par pluviomètres, de fournir une mesure instantanée sur une large surface et avec une bonne résolution spatiale. Dès le début des radars précipitations, les images de réflectivité se sont révélées être un excellent détecteur de la pluie spatialisée qui a permis de comprendre ses structures et leur évolution. Cependant, le passage de la détection à la quantification, sous forme de taux de pluie au sol, est assez délicat en raison d'un certain nombre de défauts liés à la mesure radar, parmi lesquelles on peut citer : les échos fixes, les masques, la variation de la réflectivité avec l'altitude, les échos parasites, l'atténuation par les précipitations, etc. De très nombreux travaux de recherche ont été menés ces deux dernières décennies pour diminuer ces problèmes. On peut entre autre citer parmi d'autres ceux de Germann and Joss (2002), Fabry and Zawadzki (1995), Dinku et al. (2002). Sans du tout prétendre à l'exhaustivité, on donne ci-après une description plus détaillée de ces problèmes et des solutions proposées.

1.4.1. Echos fixes, masques partiels

Malgré les précautions prises dans le choix des emplacements des radars, il existe toujours dans l'environnement plus ou moins proche des structures, naturelles ou artificielles, qui gênent la mesure, en renvoyant des échos de sol et en occultant plus au moins partiellement le faisceau. Ceci se traduit par une diminution, voire une disparition complète des échos au delà de l'obstacle.

Les échos fixes sont une source d'erreur importante pour la mesure de la réflectivité. Il s'agit d'objets non mobiles tels que les constructions ou les reliefs. Ils sont souvent éliminés par filtrage Doppler, ou détectés en utilisant la variabilité de la puissance réfléchie dont les caractéristiques dépendent de la nature de la cible : si la puissance reçue varie peu d'un tir à l'autre, on peut dire que le signal provient d'un écho fixe, alors que la puissance du signal venant de la pluie varie beaucoup avec le temps. Cette technique est actuellement utilisée pour les radars opérationnels de Météo France et du UK Met-Office (Sugier et al., 2002). L'utilisation des paramètres polarimétriques permet également d'améliorer sensiblement la détection des échos fixes (Gourley et al., 2006; Vulpiani et al., 2008).

La figure I.5 représente un exemple de carte de réflectivité obtenue par le radar de Trappes. Dans ce cas particulier, on observe quelques cellules pluvieuses de faible intensité au delà du cercle de 25 km, et la totalité des autres échos situés à l'intérieur de ce cercle sont des échos fixes. Tout près du radar, ces échos proviennent de bâtiments, d'arbres et de quelques collines. On observe aussi, à des distances plus importantes, des échos qui correspondent à des édifices comme la Tour Eiffel ou la Tour Montparnasse. Ces échos fixes perturbent les mesures de la réflectivité, mais ils peuvent être utilisés pour la mesure de la réflectivité, objet de cette thèse.

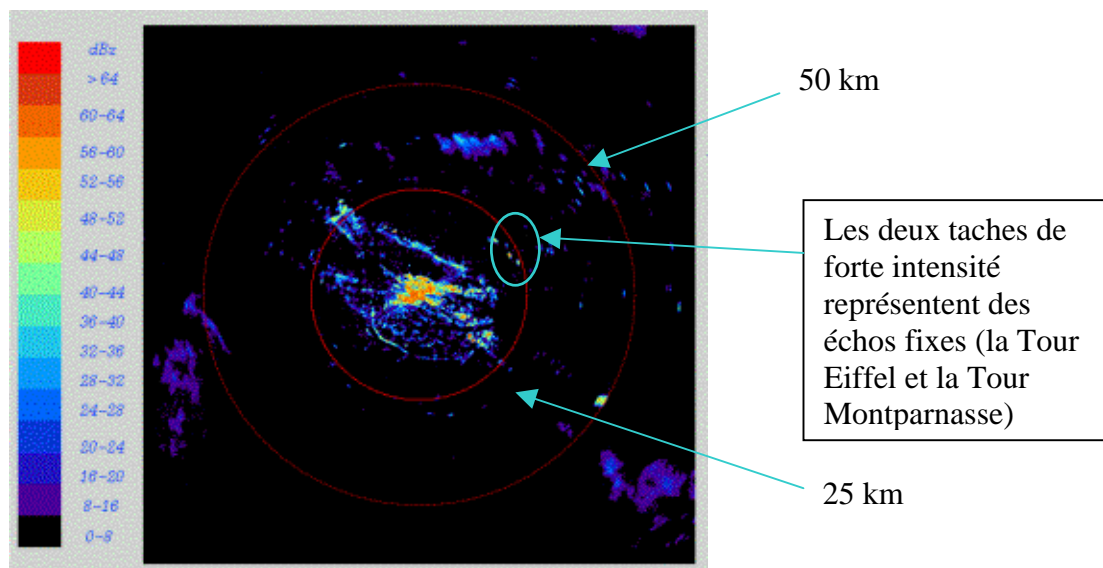


Figure I.5: Image de réflectivité obtenue par le radar de Trappes le 11/06/2003 à 14h35, avec un angle d'élévation de 0.4°.

Les masques sont plus difficiles à éliminer car ils sont difficilement quantifiables. Ils sont produits par des obstacles plus ou moins proches du radar qui bloquent une partie du faisceau, entraînant une atténuation qui reste constante jusqu'à la fin de portée du faisceau, et qui se traduit par une sous-estimation du taux de pluie (Meurens, 2006). La solution va consister à estimer le facteur d'atténuation, par exemple en utilisant un modèle numérique de terrain, pour en déduire un facteur correctif qui sera ensuite appliqué sur les mesures (Pellarin et al., 2002).

A titre d'exemple, la figure I.6 présente une carte des zones de masques pour le radar de Trappes obtenue à partir d'une simulation réalisée à partir d'un modèle numérique de terrain. On observe, à l'élévation basse de 0.4 degrés, que certains secteurs sont masqués à plus de 50% (en rouge sur la figure I.6), ce qui entraîne un biais de mesure important, et perturbe l'observation des systèmes météorologiques.

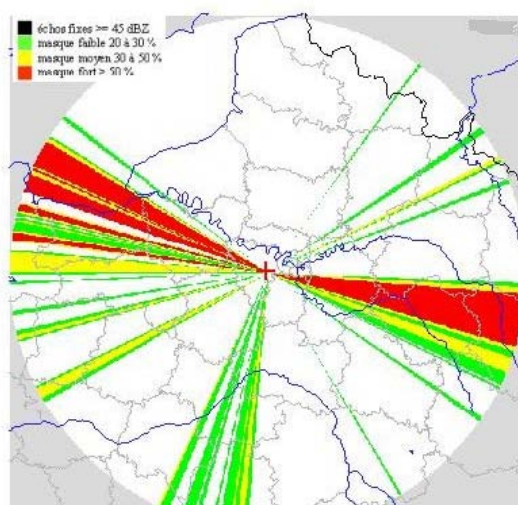


Figure I.6 : Carte des masques du radar de Trappes pour un angle d'élévation de 0.4 degrés. Les masques forts (>50%) sont en rouge, les masques faibles (20 à 30%) sont en vert.

1.4.2. Le profil vertical de réflectivité

Selon l'angle d'élévation, plus la distance au radar est grande, plus l'altitude de la mesure est élevée. Par exemple, à 200km du radar et pour une élévation nulle, l'altitude de mesure est d'environ 3000m, et ce à cause de la rotondité de la terre.

Les hydrologues sont intéressés par le taux de pluie au sol et non pas en altitude. Il est donc nécessaire de mettre en place des méthodes d'extrapolation des mesures radar depuis l'altitude de la mesure jusqu'au sol. Cette extrapolation est réalisée par le biais du Profil Vertical de Réflectivité (PVR) qui est estimé à proximité du radar, où une bonne vision des basses couches de l'atmosphère est plus facilement disponible, et qui sera appliqué à l'ensemble de la mesure radar, jusqu'à 256km (Germann and Joss (2002), Andrieu et al. (1995)). La bande brillante (voir § 1.4.7) est un effet particulièrement marquant du Profil Vertical de Réflectivité.

1.4.3. L'atténuation par les précipitations

Le signal subit une atténuation lors de la traversée des zones de pluie. Cette atténuation est d'autant plus importante que la pluie est forte. Elle dépend aussi beaucoup de la longueur d'onde : pratiquement négligeable en bande S (10 cm), elle devient significative en bande C et très importante en bande X (Testud et al., 2000). L'atténuation entraîne une sous-estimation du taux de pluie dans les régions situées en arrière des fortes précipitations. Comme on le verra dans le § 1.5, la polarimétrie permet d'apporter une solution à ce problème d'atténuation.

Cette atténuation dépend de la forme, de la dimension, du nombre et de la composition des particules, ce qui rend difficile sa prise en compte. Lorsque les gouttes sont aplaties, l'indice de réfraction est légèrement plus élevé pour la polarisation horizontale que pour la polarisation verticale, ce qui se traduit par une rotation de phase différentielle Φ_{dp} mesurable et qui est un excellent indicateur de l'atténuation.

Par ailleurs, la plupart des antennes radar sont protégées du vent et de la pluie par un radôme. En cas de fortes précipitations, celui-ci peut se recouvrir d'une fine pellicule d'eau ou de glace et provoquer une atténuation importante du signal.

1.4.4. Non-détection de pluie au sol

Il existe aussi des erreurs d'estimation des précipitations au sol liées à l'altitude de la mesure radar qui peut être assez élevée (par exemple à une altitude de mesure de 1000m et à 60km de distance pour une élévation de 0.4°). En supposant que la cible observée à cette distance est un nuage situé à une altitude de 500m (Figure I.7), cette cible ne sera pas détectée. Ceci provoquera localement une mauvaise évaluation des conditions météorologiques.

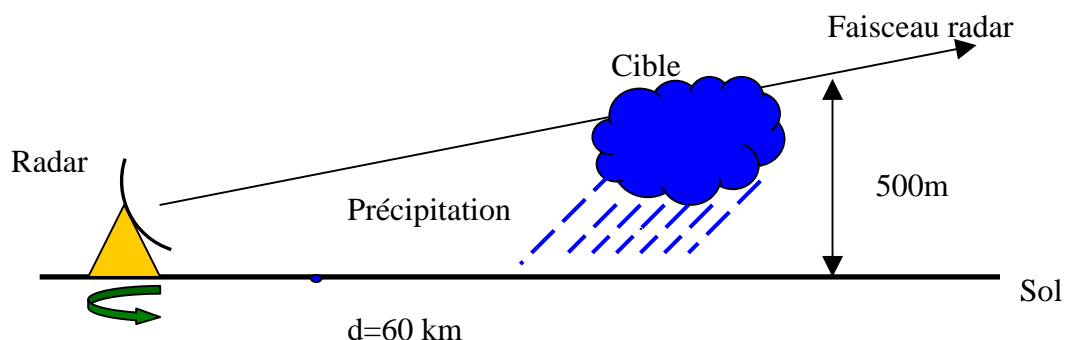


Figure I.7 : Schématisation de la non-détection de pluie.

1.4.5. Détection de pluie erronée au sol

Inversement, le radar peut observer une cellule de précipitation, alors qu'aucune pluie ne peut être constatée au sol. Ce phénomène assez rare appelé VIRGA est dû à l'évaporation totale des gouttes avant qu'elles n'atteignent le sol.

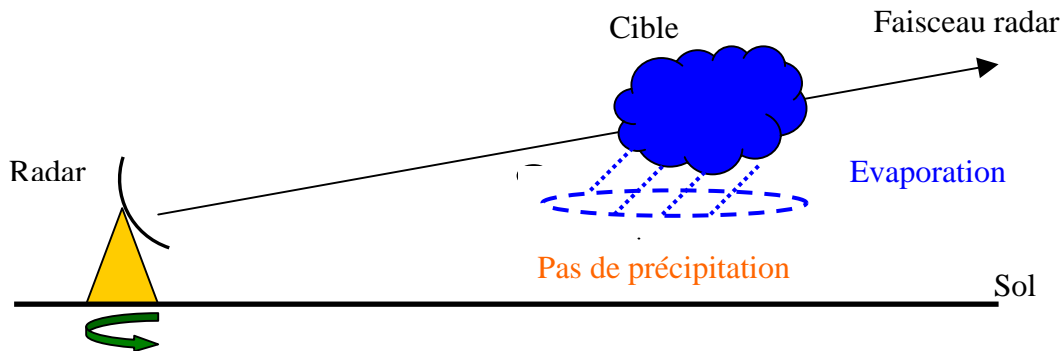


Figure I.8 : Illustration schématique de la détection erronée de la pluie (VIRGA).

1.4.6. Echo de ciel clair

Dans certaines conditions, particulièrement au printemps ou à l'automne, le sol chauffé par le rayonnement solaire déclenche des mouvements de turbulence dans les basses couches de l'atmosphère. Ces mouvements ascendants ne génèrent pas de pluie mais soulèvent des poussières ou des insectes. Le radar prend en compte ces petites particules et les confond avec des gouttes de pluie puisqu'elles diffusent aussi de l'énergie transmise par l'émetteur. L'impact de ce type de météore sur la réflectivité observée dépend de la longueur d'onde du radar utilisé, les radars en bande S étant plus sensibles que les radars en bande C ou X.

L'altitude de ces échos peut atteindre le sommet de la couche limite avec des valeurs de réflectivité non négligeable. Ceci est bien entendu gênant pour l'exploitation hydrologique du radar opérationnel.

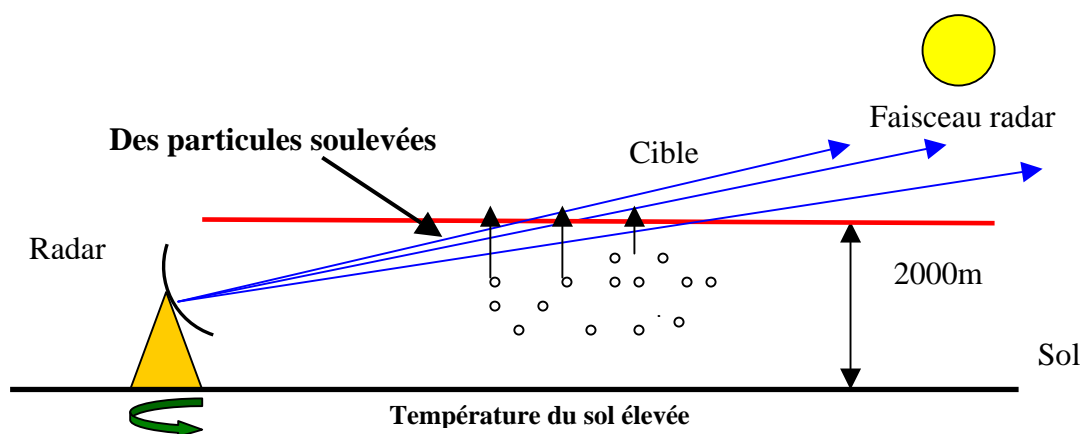


Figure I.9 : Schéma de rétro-diffusion en ciel clair.

1.4.7. La bande brillante

La bande brillante est une source d'erreur importante pour l'estimation des précipitations au sol. Elle correspond à la région d'amplification des échos radars sous le niveau de l'isotherme 0°C à cause de la fonte des flocons de neige en pluie. Elle est mise en évidence lorsqu'on trace des Profils Verticaux de Réflectivité (PVR), c'est à dire la réflectivité en fonction de l'altitude (voir § 1.4.2).

Le nuage présente une répartition des types d'hydrométéores stratifiée suivant la verticale qui dépend fortement de la température. Par conséquent, d'un niveau à l'autre du nuage, les réflectivités sont différentes :

- Au-dessus de l'iso 0°C, les particules sont glacées et leur diamètre apparent est important avec une faible section efficace de rétrodiffusion (structure lacunaire de la glace).
- Juste sous le niveau de l'iso 0°C (sur une tranche typique de 800m = zone de fusion), les particules sont liquides sur leur partie externe et glacées à l'intérieur. Leur diamètre apparent est important avec une forte section efficace de rétrodiffusion (celle de l'eau liquide).
- Sous l'iso 0°C (-800m) : Les particules liquides sont sous forme de gouttes de pluie et leur diamètre est plus faible que précédemment.

Dans le cas des radars opérationnels, et si les algorithmes ne prennent pas en compte le type de particule, on peut constater une sous estimation des précipitations au sol en présence de neige. Par contre, dans la bande brillante on est dans le cas d'une surestimation des pluies.

Comme on peut le voir sur l'exemple de la figure (I.10), l'hétérogénéité verticale des précipitations est une source majeure d'erreur pour l'estimation des pluies au sol par radar.

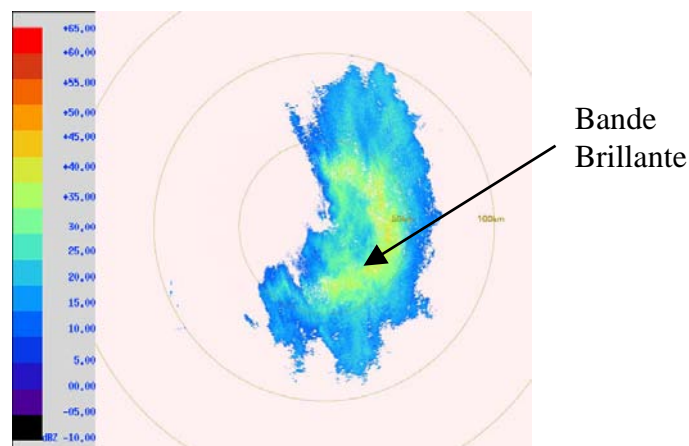


Figure I.10 : Image de réflectivité horizontale (Zh) le 24/03/2005 à 13h00 à un angle d'élévation de 2,5° sur laquelle l'effet de la bande brillante est particulièrement bien marqué.

1.4.8. Etalonnage électronique

L'étalonnage d'un radar est très difficile pour les fréquences élevées. Une erreur d'étalonnage au niveau de l'électronique affecte les mesures du taux de pluie pour toutes les données de manière uniforme. Par contre elle n'affecte ni les mesures Doppler ni celles de la réflectivité, qui sont toutes les deux basées sur l'utilisation de la phase du signal.

1.5. Radar Polarimétrique

Les radars polarimétriques envoient et reçoivent des ondes polarisées horizontalement et verticalement. Ils permettent d'obtenir *une réflectivité horizontale* (Z_h) et *une réflectivité verticale* (Z_v), ainsi que d'autres variables appelées variables polarimétriques. Ces variables sont sensibles à la taille, la forme, l'orientation et la densité des hydrométéores, ce qui peut être utile pour étudier la nature et la microphysique des systèmes précipitants.

Les gouttes de pluie, qui sont sphériques en suspension, ont tendance à s'aplatir sous l'effet de la résistance de l'air lorsqu'elles chutent et elles peuvent être considérées comme des ellipsoïdes dont l'axe horizontal est plus grand que l'axe vertical. Cet effet d'aplatissement est d'autant plus marqué que la goutte est grosse. Le faisceau radar est généralement polarisé horizontalement afin de tirer profit d'un retour maximal. Cependant si on envoie en même temps une impulsion avec polarisation verticale et horizontale, on pourra noter des différences caractéristiques entre ces retours.

On distingue plusieurs observables polarimétriques:

- *Réflectivité différentielle* (Z_{dr}). Elle est simplement égale à la différence en (dB) entre les réflectivités en polarisation horizontale (H) et verticale (V). Si les cibles ont une forme aplatie comme le montre la figure (I.11), Z_{dr} sera grand. Si par contre Z_{dr} est proche de zéro, cela indique que la cible est plutôt ronde (Illingworth et al., 1987).
- *Le coefficient de corrélation* (ρ_{hv}) est égal à l'amplitude de la fonction d'intercorrélation entre les signaux H et V pour un décalage temporel nul. Le faisceau radar sonde un volume plus ou moins grand selon les caractéristiques de l'antenne émettrice. Ce qui revient est l'addition des ondes réfléchies par les cibles individuelles dans ce volume. Comme les cibles peuvent changer de position dans le temps les unes par rapport aux autres, l'intensité des ondes verticales et horizontales ne change pas si les cibles ont en moyenne la même forme. Ce coefficient, par définition compris entre 0 et 1 et sans unité, donne une idée de l'homogénéité des cibles dans un volume sondé : très proche de 1 dans la pluie, il sera plus faible dans la bande brillante. Il sera aussi plus faible pour les échos non-météorologiques (insectes, oiseaux, ..).
- *La phase différentielle* ϕ_{dp} est égale à la différence de phase entre les signaux H et V. Elle reste nulle tant que le milieu traversé est isotrope. Si par contre le milieu devient non-isotrope, comme par exemple en présence de grosses gouttes d'eau aplaties, l'indice de réfraction H sera plus grand que l'indice de réfraction V ce qui se traduira par une rotation de phase plus grande sur la voie H que sur la voie V (Hubbert et Bringi, 1995). Le calcul, non développé ici (Testud et al., 2000), montre que la phase différentielle est presque linéairement reliée à l'atténuation de l'onde radar par la pluie.
- Alors que la phase différentielle ϕ_{dp} est le résultat d'une intégration le long du double trajet entre le radar et la cible, *la phase différentielle spécifique* K_{dp} , définie comme la dérivée de la phase différentielle avec la distance radiale, est représentative d'un effet local. Elle est indépendante de l'atténuation et quasiment proportionnelle au taux de pluie local (Ryzhkov et Zrnic, 1996). Mais elle est délicate à exploiter à cause du bruit sur ϕ_{dp} .

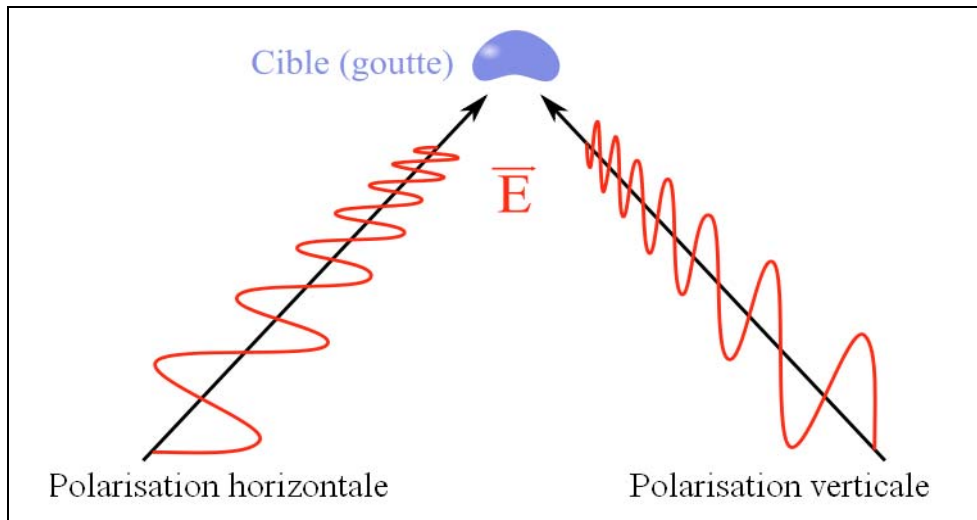


Figure I.11: Illumination d'une cible avec la double polarisation.

Les propriétés des variables polarimétriques permettent de connaître certaines caractéristiques des particules observées. De plus, comme chacune de ces variables est sensible à différentes propriétés des hydrométéores, on peut en les combinant accéder à des observations qu'on ne pourrait pas obtenir avec une seule polarisation :

- Par exemple, une forte réflectivité Z peut indiquer la présence de fortes pluies mais aussi de grêle. Pour savoir de quel type de particule il s'agit, on se sert de la réflectivité différentielle Z_{dr} en faisant l'hypothèse que les grêlons sont sphériques alors que les gouttes d'eau ne le sont pas.
- Un autre exemple est le cas des particules de neige en fusion, la réflectivité Z et la réflectivité différentielle Z_{dr} ne permettent pas de distinguer entre la pluie et la neige mouillée. Par contre, le coefficient de corrélation ρ_{hv} nous donne cette information, car il est fortement affecté par ce type d'hydrométéore : dans le cas de la pluie, il est supérieur à 0.98 alors que dans les régions où le type de particule n'est pas homogène, comme c'est le cas dans la zone de mélange où la neige est fondante, il est compris entre 0.5 et 0.95 (Straka et al., 2000).

De nombreux avantages sont attendus suite à l'utilisation de la double polarisation avec les radars précipitations: une meilleure discrimination entre les échos (échos fixes, précipitations, artefacts, insectes, oiseaux, etc.), la correction de l'atténuation, l'identification de la bande brillante, une meilleure estimation du taux de pluie, la séparation pluie/neige, la détection et la quantification de la grêle, la détection de l'eau surfondue (zone de givrage).

1.6. Mesure de la vitesse radiale

Les cibles atmosphériques sont en général mobiles. Considérons un radar de longueur d'onde λ et de fréquence f qui illumine une cible ponctuelle à la distance r . Le signal $e(t)$ reçu par l'antenne est caractérisé par son amplitude $a(t)$ et sa phase, tous deux dépendants du temps t :

$$e(t) = a \cdot \cos[2\pi ft + \varphi(t) + \varphi_0] \quad (\text{I.8})$$

Dans cette représentation, on décompose le terme de phase en trois composantes : $2\pi ft$ est la phase du signal émis, $\varphi(t)$ est le changement de phase dû à la propagation, et φ_0 est une constante.

Pour une cible située à la distance r , le changement de phase $\varphi(t)$ est donné par :

$$\varphi(t) = - \frac{4 \pi f}{c} r(t) \quad (\text{I.9})$$

où c est la vitesse de la lumière.

Si la cible se déplace par rapport au radar avec une vitesse radiale v_r , la distance varie avec le temps ($r(t) = v_r t + r_0$) et la variation temporelle de la phase sur 5 minutes est donnée par :

$$\frac{d \varphi}{dt} = - \frac{4 \pi f}{c} \frac{dr}{dt} = - \frac{4 \pi f}{c} v_r \quad (\text{I.10})$$

Si la vitesse radiale de la cible est telle que le déphasage entre deux impulsions radar successives (séparées par dt) est supérieur à π radian ou inférieur à $-\pi$ radian, cela entraînera une ambiguïté sur la mesure de la phase du signal, et l'estimation de la vitesse radiale est erronée par un effet dit de « repliement ».

L'intervalle, dit de *Nyquist* (Sauvageot, 1992), qui détermine les valeurs maximales et minimales de la vitesse radiale maximale mesurée pour le radar est :

$$V_{Nyquist} = \pm PRF \frac{\lambda}{4} \quad (\text{I.11})$$

où **PRF** est la fréquence de répétition des impulsions radar,

c'est à dire que la cible ne doit pas avoir parcouru une distance supérieure à $\lambda/2$ entre deux impulsions radar ; sinon, les vitesses radiales supérieures en valeur absolue à $V_{Nyquist}$ seront « repliées ».

Pour obtenir une meilleure détermination de la vitesse des cibles, il est donc nécessaire d'envoyer des impulsions très rapprochées (**PRF** très grand). Malheureusement, la portée du radar R_{max} est également liée à la **PRF** par la relation :

$$R_{max} = \frac{c}{2 PRF} \quad (\text{I.12})$$

Il est donc nécessaire d'espacer les impulsions pour être sûr de la position des échos revenant de loin sans ambiguïté. Il existe, de ce fait, une relation inversement proportionnelle entre la valeur de la vitesse maximale $V_{Nyquist}$ pouvant être mesurée par le radar et la portée maximale R_{max} :

$$V_{Nyquist} R_{max} = \pm \frac{\lambda c}{8} \quad (\text{I.13})$$

Cette équation montre bien les limites imposées par le choix de la fréquence de récurrence : une PRF élevée est souhaitable pour accroître la vitesse maximale non ambiguë, mais elle diminue la portée du radar, tandis qu'une PRF basse est souhaitable pour accroître la portée radar, mais elle diminue la vitesse maximale non-ambiguë (Doviak and Zrnic, 1993).

1.6.1. Restitution du champ de vent tridimensionnel avec un radar Doppler

La mise en oeuvre et l'exploitation de la technique Doppler sur la majorité des radars à partir des années 60 a permis de mieux comprendre la dynamique de l'atmosphère en fournissant des informations sur les paramètres dynamiques utiles pour la compréhension du développement des systèmes convectifs. Ainsi, de nombreux travaux d'étude ont servi à l'analyse du champ de vent tridimensionnel à partir d'un ou de plusieurs radars Doppler basés au sol ou aéroportés. On peut citer en particulier les travaux de : Browning et Wexler (1968) ; Matejka et Srivastava (1982) ; Peace et al. (1969) ; Chong et Testud (1983) ; Scialom et Testud (1986) ; Scialom et Lemaître (1990) ; etc.

De nombreuses méthodologies basées sur l'exploitation et l'analyse des données radar ont permis d'accéder aux informations du champ de vent. Parmi ces diverses méthodes les plus couramment utilisées on distingue :

- ***L'analyse VAD « Velocity Azimuth Display »*** : cette technique compte parmi les plus classiques. Proposée d'abord par Lhermitte et Atlas (1961), puis développée par Caton (1963), elle consiste à exploiter les données d'un seul radar, mais avec plusieurs angles d'élévation. En supposant que le flux au voisinage du radar est uniforme par tranche d'altitude, la technique permet de restituer un profil moyen de la vitesse horizontale et verticale de faible amplitude et de la vitesse de chute des particules, ainsi que la divergence, l'éirement et le cisaillement du champ de vent ;
- ***L'analyse DVAD « Double Velocity Azimuth Display »*** : cette technique est une extension de l'analyse VAD. Développée par Scialom et Testud (1986), elle est basée sur l'utilisation de deux radars fixés au sol effectuant des observations simultanées du même système précipitant. A partir de l'analyse VAD effectuée pour chaque radar, on pourra accéder à toutes les dérivées premières du champ de vent horizontal à partir desquelles il est possible de restituer le champ de vent 3D supposé linéaire ;
- ***La technique MANDOP « Multiple Analytical DOPler »*** : cette technique est une méthode développée par Scialom et Lemaître (1990), puis adaptée aux radars aéroportés par Dou et al. (1996). À partir images successives obtenues par un seul radar sur un système en mouvement, cette méthode permet de déterminer les trois composantes du champ du vent. On part d'une représentation analytique de la vitesse radiale qui s'ajuste aux observations par minimisation au sens des moindres carrés.

Depuis peu, il existe des nouvelles méthodes d'analyse, dites à fréquences de répétition multiples (*multiple PRF* en anglais), elles ont été proposées pour la première fois par Zrníc et Mahapatra (1985). Elles consistent à émettre des impulsions à différent taux de répétitions, très proches les uns des autres, et à recombinaison les vitesses Doppler individuelles correspondantes. Dans une certaine mesure, ces techniques permettent de s'affranchir des problèmes d'ambiguïté (équations I.13), mais elles empêchent le filtrage Doppler des échos fixes.

1.7. La réfractivité par radar

A l'instar des mesures intégrées de vapeur d'eau par GPS, les signaux émis par un radar Doppler et réfléchis par des cibles fixes peuvent être utilisés pour estimer le contenu intégré en vapeur d'eau le long du trajet entre le radar et la cible. La technique a été mise en œuvre lors de tests de grande envergure en Amérique du Nord par Frédéric Fabry (Fabry et al., 1997 ; Fabry, 2004).

Comme pour le Doppler, cette mesure est basée sur l'évolution de la phase reçue des cibles fixes. Elle permet potentiellement de suivre l'évolution temporelle et spatiale du champ d'humidité dans un secteur de quelques dizaines de kilomètres au voisinage du radar. Les radars en question étaient équipés d'émetteurs à klystron, pour lesquels la fréquence et la phase du signal sont parfaitement maîtrisées. Mais la plupart des réseaux européens sont équipés d'émetteurs à magnétron, pour lesquels la fréquence et la phase du signal émis varient dans le temps. Cette méthode de mesure est limitée par des erreurs d'ambiguïtés de la phase, problème souvent rencontré pour la mesure Doppler, comme c'était indiqué dans le paragraphe (1.6). On montrera dans la suite de ce travail que cette nouvelle méthode de mesure est applicable aussi pour les radars à magnétron.

1.8. Le réseau opérationnel ARAMIS de Météo-France et exemples de ses principaux produits

1.8.1. Description du réseau

Le réseau français ARAMIS (Application Radar à la Météorologie Infra-Synoptique) de 24 radars, géré par la Direction des Systèmes d'Observation (DSO) de Météo-France (figure 1.12) constitue un élément important de l'observation et de la prévision des pluies en fournissant l'intensité et la trajectoire des cellules convectives sur le territoire.

Ce réseau est constitué de deux types de radars : des radars en bande C ($\lambda=5$ cm) au nord du pays où l'atténuation par de fortes précipitations est peu fréquente, et des radars en bande S ($\lambda=10$ cm) dans les régions de l'arc méditerranéen, ou bien outre-mer où les pluies diluviennes nécessitent une longueur d'onde peu sensible à l'atténuation (Parent du Châtelet, 2003).

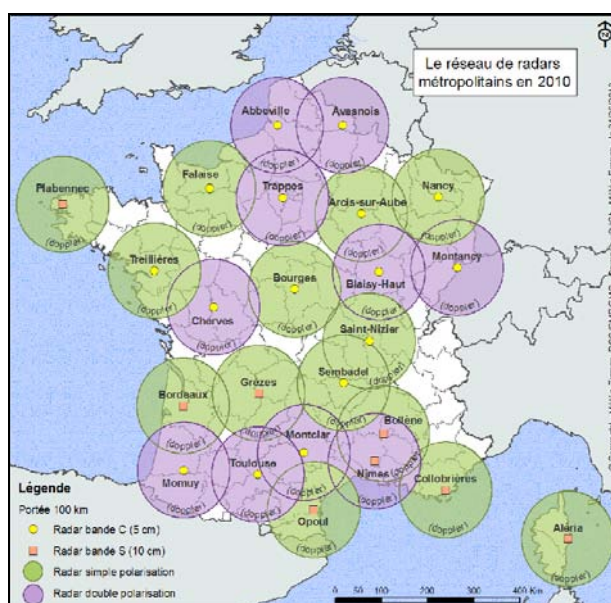


Figure 1.12: Le réseau ARAMIS en 2010.

Tous ces radars sont Doppler, et 10 d'entre eux sont équipés de la double polarisation. On remarque, dans la région de Normandie, le radar de Falaise, utilisé dans le présent travail pour valider les mesures de réflectivité (voir chapitre VI).

1.8.2. Amélioration de la lame d'eau

En 1995 Météo France a lancé un premier projet HYDRAM (HYdrologie RAdar Météorologie) avec l'objectif de développer l'utilisation quantitative des données radar afin de permettre aux prévisionnistes et aux hydrologues de mieux anticiper les crues et d'établir un système d'alerte en cas de fortes précipitations.

Pour passer de la réflectivité Z au taux de pluie R , on utilise une loi empirique de type (*Marshall-Palmer*) dans le cas des précipitations stratiformes (voir la formule (I.7), avec $Z=200R^{1.6}$).

On présente sur la figure I.13 un exemple de cumul des précipitations (ou lame d'eau HYDRAM), sur une durée de 48 heures pour l'épisode du 10 au 12 Décembre 2002, obtenu avec le radar de Bollène.

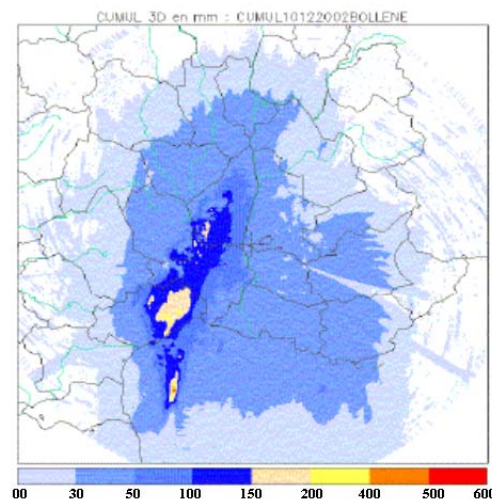


Figure I.13 : Exemple de cumul de lame d'eau HYDRAM sur 48 heures, du 10 au 12 Décembre 2002 Bollène. Cette image est de dimension (500×500km) et l'intensité du cumul est représentée par les différentes couleurs, le bleu représente un faible cumul (de 0 à 100mm), et le rouge représente un très fort cumul (de 500 à 600mm).

L'intensité du cumul est représentée par les différentes couleurs, le bleu représente un faible cumul (de 0 à 100mm), et le rouge représente un très fort cumul (de 400 à 600mm).

Ces lames d'eau HYDRAM étaient affectées par les nombreux problèmes cités précédemment, mais les travaux effectués dans le cadre d'un second projet, le projet PANTHERE, ont permis de réduire certaines de ces erreurs, mais ne les suppriment évidemment pas toutes (Tabary et al., 2006). Elles présentent une résolution spatiale plus fine, mais aussi une intensité plus réaliste. On présente un exemple de ces nouvelles lames d'eau sur la figure 14, sur laquelle on remarque par exemple que le traitement des données, plus sévère, fait passer en « données absentes » les régions situées au dessus des échos fixes, et corrige les contenus en eau par la prise en compte du profil vertical de réflectivité.

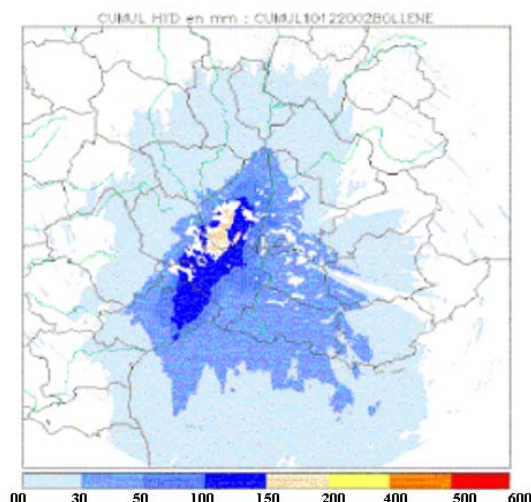


Figure I.14 : Exemple de 48 heures de cumul de lame d'eau PANTHERE du 10 au 12 Décembre 2002 Bollène. Cette image est de dimension (500×500km), l'intensité du cumul est représentée par les différentes couleurs, le bleu représente un faible cumul (de 0 à 100mm), et le rouge représente un très fort cumul (de 500 à 600mm). L'absence de données est signalée en blanc.

1.8.3. Restitution du champ de vent 3D

Le développement du réseau ARAMIS a autorisé le déploiement d'une nouvelle technique de traitement Doppler pour résoudre les problèmes d'ambiguïté (Tabary et al., 2006), ce qui a permis d'obtenir des mesures de vitesse radiale et des réflectivités à longue portée (250km), mais aussi à la mise en place d'une chaîne temps réel de reconstruction du champ de vent 3D (Bousquet et al., 2008). Un exemple de résultat obtenu par cette technique avec le réseau opérationnel ARAMIS est représenté sur la figure I.15.

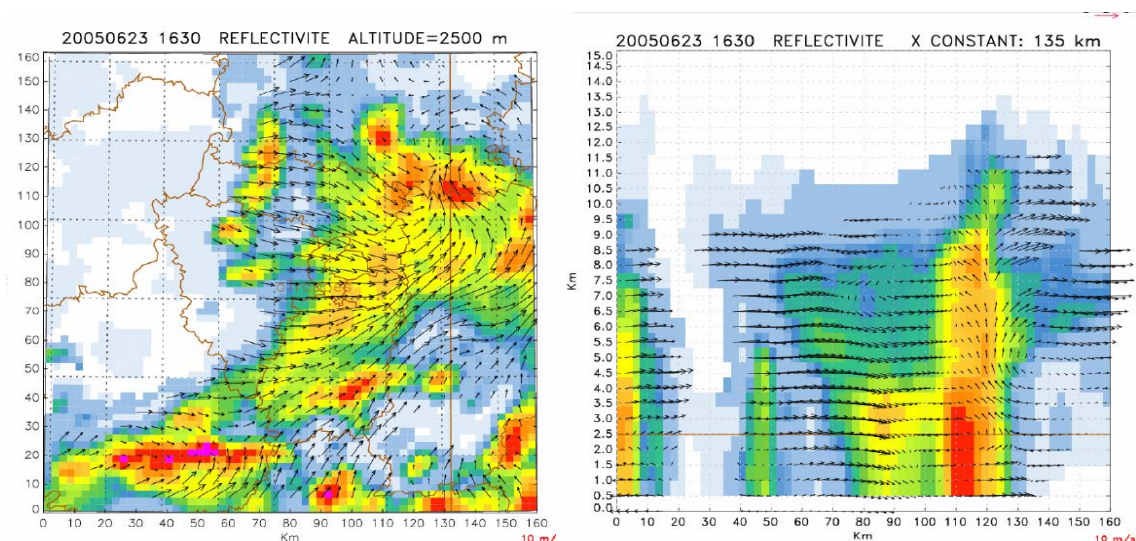


Figure I.15: Exemple de restitution 3D du vent sur un cas convectif dans la région parisienne le 23 juin 2005 à 1600 UTC, obtenu après combinaison des données des radars de Trappes, d'Abbeville et d'Arcis, situés respectivement à 180km au nord et 180km à l'est de Trappes. La figure à gauche montre une coupe horizontale du vent (vecteurs) superposée au champ de réflectivité composite à une altitude de 2 km et sur un domaine de 160 x 160 km² centré sur le radar de Trappes. La figure à droite présente une coupe verticale de ces mêmes champs le long du méridien 2°, (Bousquet et al., 2008).

1.8.4. Illustration des paramètres polarimétriques

De nombreux avantages sont attendus suite à l'utilisation de la double polarisation avec les radars opérationnels, parmi lesquels on peut citer : une meilleure identification des échos fixes, la discrimination entre les précipitations et les artefacts (insectes, oiseaux, etc), la correction de l'atténuation, une meilleure identification de la bande brillante, une meilleure estimation du taux de pluie, la séparation pluie/neige, la détection et la quantification de la grêle, la détection de l'eau surfondue (zone de givrage).

La figure (I.16) donne un exemple de restitution des quatre observables polarimétriques obtenus le 18 août 2004 à 12h00 dans un rayon de 100km autour du radar de Trappes à 1.5° d'élévation.

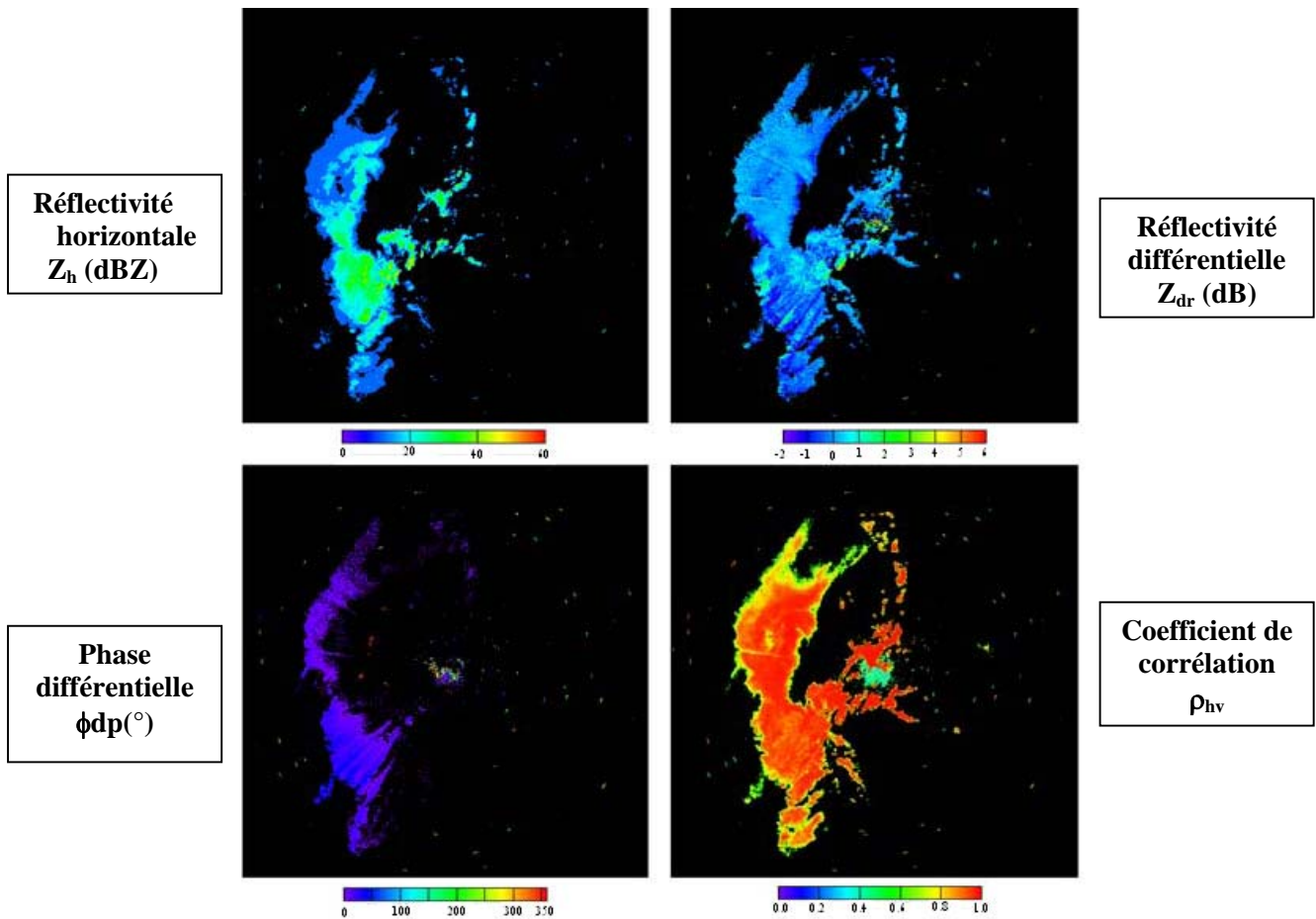


Figure I.16 : Trappes image au site 1.5° le 18 août 2004 à 12h00.

On remarque par exemple qu'en présence de pluie, le coefficient de corrélation ρ_{hv} est très proche de 1 et la réflectivité différentielle Z_{dr} reste voisine de 0 dB. On observe dans certaines régions de très forte réflectivité, des valeurs élevées de Z_{dr} (de 2 à 3 dB couleurs vertes) pouvant être dues à l'atténuation où à la présence de particules non sphériques.

1.9. Conclusion :

Un des enjeux majeurs de la prévision météorologique, pour la décennie à venir, est la capacité à prévoir, de façon précise dans l'espace et le temps, l'occurrence et l'intensité des systèmes convectifs, dont les conséquences sont potentiellement considérables dans les domaines d'hydrologie, de l'aéronautique, des transports et de l'énergie.

Les radars météorologiques sont des instruments de télédétection active (3 ; 5 ; 10 cm de longueur d'onde) permettant de cartographier la structure tridimensionnelle des systèmes convectifs avec une résolution spatio-temporelle de 1km x 1km x 5 minutes.

Les radars en bande C (d'une longueur d'onde de 5 cm) sont utilisés dans la plupart des pays des régions tempérées (Canada et une partie de l'Europe), mais ils souffrent du problème d'atténuation par les fortes précipitations. Dans le cas des pays ayant une prédominance d'orages violents, comme par exemple aux Etats-Unis, à Taïwan ou dans le sud de la France, on utilise plutôt des radars en bande S (d'une longueur d'onde de 10 cm) qui présentent une atténuation négligeable dans toutes les conditions. Cette technologie est plus coûteuse.

Dans ce chapitre nous avons rappelé les notions de base d'un radar météorologique: ses éléments constitutifs, son principe de fonctionnement, ainsi que les produits les plus classiques. Nous avons plus particulièrement décrit le réseau opérationnel français ARAMIS et les produits associés. D'importants progrès ont été réalisés, et les informations radars sont maintenant utilisées en routine pour mesurer le taux de pluie et calculer le déplacement des cellules convectives. Des travaux de recherche sont en cours, pour exploiter les informations polarimétriques de façon à améliorer encore la qualité des mesures de pluie, et de déterminer les types de précipitations (pluie, neige, grêle, etc...).

CHAPITRE II

LA MESURE DE L'HUMIDITE DANS LES BASSES COUCHES DE L'ATMOSPHERE ET SES ENJEUX

2.1. Introduction

2.2. La mesure de l'humidité dans la couche limite de l'atmosphère

2.2.1. Station météorologique

2.2.2. Le radiosondage

2.2.3. Réfractomètre hyperfréquence

2.2.4. Interféromètre multicanaux

2.2.5. Les radiomètres micro-ondes

2.2.6. Mesure GPS

2.2.6.1. Le principe de mesure de la vapeur d'eau par GPS

2.2.6.2. Quelques campagnes de mesures par GPS

2.2.7. Mesure Lidar

2.2.8. Mesure radar

2.3. Conclusion

2.1. Introduction

Les transformations thermodynamiques de l'atmosphère se manifestent par les phénomènes météorologiques les plus courants comme les plus violents : sécheresse, vent, nuages, brouillard, pluie, orages, grêle, cyclones... Leur étude se base principalement sur nos connaissances en matière de dynamique et de physique de l'atmosphère. Cette dernière est composée d'eau sous ses différentes phases (vapeur, liquide, solide) au sein d'un gaz considéré comme chimiquement homogène.

Le transfert radiatif et le bilan énergétique dans les couches de l'atmosphère sont fortement liés à la vapeur d'eau. Cette composante, dont la structure varie dans l'espace et dans le temps, est le paramètre clé qui intervient dans la formation et le déclenchement des systèmes convectifs qui peuvent engendrer des conséquences considérables pour l'hydrologie, l'aéronautique, le transport....

Malgré toute son importance, la vapeur d'eau atmosphérique est un paramètre difficilement accessible. Parmi les méthodes de mesure, on distingue :

- les mesures directes, ou in-situ, pour lesquelles le capteur est immergé dans le milieu. On peut citer principalement les mesures par stations automatiques, les mesures par radiosonde ou drop-sonde, ou les mesures par avion ;
- les mesures indirectes, où télédétection, telles que les mesures par radiomètres micro-ondes, par lidars, par GPS, et très récemment à partir des radars précipitations (objet de cette thèse).

Dans ce chapitre nous présentons le principe de mesure de la vapeur d'eau dans les basses couches de l'atmosphère à partir des différents moyens de mesures disponibles. On tente de préciser l'intérêt et l'enjeu de chaque méthode, en citant ses avantages et ses inconvénients.

2.2. La mesure de l'humidité dans la couche limite de l'atmosphère

2.2.1. Station météorologique

Une station météorologique est constituée d'un ensemble de capteurs qui enregistrent et fournissent des mesures physiques ponctuelles des différents paramètres météorologiques liées aux variations du temps. Les variables à mesurer sont la température T , la pression P , l'humidité H , la vitesse et la direction du vent, l'hygrométrie, le point de rosée, la pluviométrie, le rayonnement solaire. Dans les stations dites « synoptiques », ces mesures sont complétées par des mesures, automatiques ou manuelles, du temps sensible ; à savoir la hauteur et le type des nuages, le type de précipitation ainsi que la visibilité.

Certains capteurs sont exposés à l'air libre, comme l'anémomètre, le pluviomètre ou les mesures de rayonnement, alors que d'autres sont regroupés dans un abri afin de mesurer les caractéristiques intrinsèques de la masse d'air (thermomètre, hygromètre, etc.) en éliminant les influences du vent et de l'ensoleillement. Ces données sont utilisées pour la confection des cartes météorologiques du temps actuel et pour la prévision future des événements météorologiques. La tendance actuelle est à l'automatisation des stations, mais certaines observations restent encore pour le moment plus fiables quand elles proviennent d'un observateur que si elles sont déduites par un instrument électronique, comme par exemple la couverture nuageuse ou le type de précipitations.

En France il y a trois types de stations météorologiques: 146 stations synoptiques (en rouge sur la Figure II.1), 2000 stations automatiques (en bleu sur la Figure II.1) et 2500 stations manuelles (en vert sur la Figure II.1).

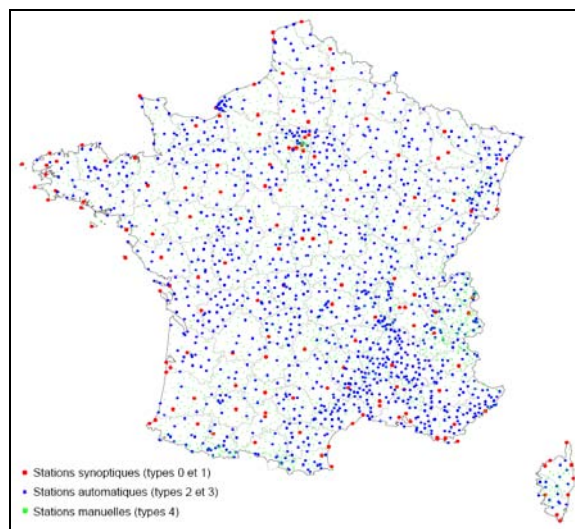


Figure II.1 : Les différentes stations d'observations sur la France (SITE1)

Les données In-Situ mesurées dans les stations au sol sont fournies avec une résolution temporelle diurne pour les stations manuelles, horaire pour les stations automatiques en général, mais qui peut atteindre dans certains cas la minute. Malgré cette densité très forte de l'observation au niveau d'un pays tel que la France, la mesure reste ponctuelle et ne permet pas d'échantillonner correctement les phénomènes de basse couche.

2.2.2. Le radiosondage

Le radiosondage est un procédé de mesures météorologiques In-Situ. Un ensemble de capteurs de mesure est intégré à l'intérieur d'un boîtier de quelques centaines de grammes. Le capteur d'humidité est en général un condensateur dont la constante diélectrique, constituée d'un matériau organique, varie avec l'humidité et la température. La valeur de l'humidité est déduite de la mesure de la capacité, après correction de l'effet de température.

La radiosonde s'élève dans l'atmosphère grâce à un ballon en latex jusqu'à 20000 ou 30000m, altitude à laquelle le ballon éclate. L'ascension dure en général entre une et deux heures et permet d'avoir une coupe verticale de l'atmosphère à partir des données mesurées. La plupart du temps, les sondages sont dits type de PTU-vent, car on mesure les données P (pression), T (température), U (humidité), ainsi que le paramètre FF (force du vent) et DD (direction du vent). Parfois on adjoint des capteurs spécifiques pour mesurer certains composants minoritaires, l'ozone par exemple.

Les mesures sont effectuées environ toutes les dix secondes, ce qui se traduit par un échantillonnage d'un profil vertical de l'atmosphère tous les 50 mètres, à partir du sol jusqu'à l'altitude d'éclatement du ballon. Son déplacement est suivi par un système de radiolocalisation, ce qui permet de calculer la vitesse et la direction du vent tout au long de l'ascension du ballon.

Le lancement de la radiosonde s'effectue pour la plupart des stations deux fois par jour à 00 et 12 TU, afin de suivre l'évolution de l'atmosphère régulièrement. Ainsi les météorologues peuvent se faire une idée de la stabilité de l'air, du type de masse d'air, des couches nuageuses et de l'évolution de ces paramètres autour du point où a été lâchée la radiosonde. Les stations de radiosondage sont en général fixes mais il existe des stations mobiles que l'on peut déplacer pour des besoins spécifiques, en particulier pour des campagnes de recherche.

2.2.3. Réfractomètre hyperfréquence

Le réfractomètre hyperfréquence est un appareil qui permet de mesurer l'indice de réfraction de l'air. Un premier prototype a été développé au cours des années 1990 par le Centre d'Etude des Environnements Terrestres et Planétaires (CETP, maintenant LATMOS). Il est constitué d'une cavité hyperfréquence dont la fréquence de résonance dépend de la dimension de la cavité et de l'indice de réfraction du milieu qu'elle contient. Cet appareil est un excellent moyen pour mesurer l'humidité atmosphérique à bord d'un avion avec un temps de réponse très court (Delahaye et al., 2001).

Une variation de l'indice de réfraction à l'intérieur de cette cavité peut entraîner une variation de la fréquence mesurée, comme le montre la formule suivante:

$$\frac{\Delta f}{f_r} = \frac{\Delta n}{n_r} \quad (\text{II.1})$$

f_r et n_r sont respectivement la fréquence et l'indice de réfraction obtenus au cours de l'étalonnage de l'appareil. On définit Δn comme un co-indice de la réfractivité N , avec $n=(1+10^{-6}N)$. En mesurant la température et la pression avec les capteurs indépendants embarqués dans l'avion, on peut déduire l'humidité atmosphérique à partir de la réfractivité mesurée, qui est reliée aux paramètres météorologiques par la formule :

$$N = 77.6 \frac{P}{T} + 3.73 \times 10^5 \frac{e}{T^2} \quad (\text{II.2})$$

L'avantage de cette technique est d'avoir un temps de réponse très court. Le seul inconvénient est que la déformation de la cavité, due aux importantes variations de la température qui peuvent facilement atteindre 80°C, peut entraîner une erreur sur la variation de fréquence de résonance.

2.2.4. Interféromètre multicanaux «IASI » (Cayla, 2001)

Parmi les radiomètres embarqués sur une plate-forme satellite, l'interféromètre multicanaux IASI (Infrared Atmospheric Sounding Interferometer) est le plus performant. C'est un sondeur par télédétection passive, embarqué sur le satellite METOP, qui fonctionne dans l'infrarouge. Il permet de faire un sondage optique à très haute résolution de la température et de l'humidité atmosphériques (par ciel clair), mais il peut aussi fournir une information précise sur la concentration d'ozone, et sur la couverture nuageuse.

Le principe de fonctionnement du sondeur IASI est basé sur le transfert radiatif dans les couches de l'atmosphère plus précisément dans le domaine infrarouge (de 3,5 μm à 15,5 μm) et représenté par des canaux d'absorption. Pour le sondage de la vapeur d'eau, les longueurs d'ondes qui entourent la raie d'absorption H₂O à 6 μm seront particulièrement utilisées. Des notions fondamentales utilisées par IASI lors du transfert radiatif on distingue :

- **la luminance** mesurée au sommet de l'atmosphère qui est une moyenne pondérée des valeurs prises par la luminance du corps noir dans les différentes couches émettrices (la surface de la Terre et les couches successives de l'atmosphère) ;
- **la fonction de poids** qui est définie pour une couche atmosphérique par l'atténuation entre la face de sortie et le sommet de l'atmosphère diminuée de l'atténuation entre la face d'entrée et le sommet de l'atmosphère. Notant classiquement cette atténuation atmosphérique Tr et utilisant l'altitude z comme coordonnée verticale, le poids associé à chaque couche élémentaire d'épaisseur dz est égal à $(\partial Tr / \partial z) dz$ où la fonction $(\partial Tr / \partial z)$ est appelée **fonction de poids**.

Le poids associé à chaque couche élémentaire combine deux effets :

- l'opacité de la couche, qui gouverne sa capacité à émettre du rayonnement (loi de Kirchhoff) ;
- l'atténuation du rayonnement émis par la couche entre son point de départ et le sommet de l'atmosphère ; cette atténuation est la conséquence des opacités cumulées des couches situées au-dessus.

Dans le cas où la fonction de poids de chaque canal IASI est connue, il devient possible d'inverser le signal pour accéder à l'information sur les couches de l'atmosphère à différentes altitudes. Cette information dépend des propriétés d'absorption par l'atmosphère dans un domaine spectral bien défini. La figure (II.2) représente les fonctions de poids de quelques-uns des canaux du sondeur IASI. Par exemple, le canal à 652 cm^{-1} contient de l'information sur les couches atmosphériques situées entre 20 km et 50 km d'altitude, tandis que le canal à 760 cm^{-1} contient de l'information sur les très basses couches, situées en dessous de 5 km.

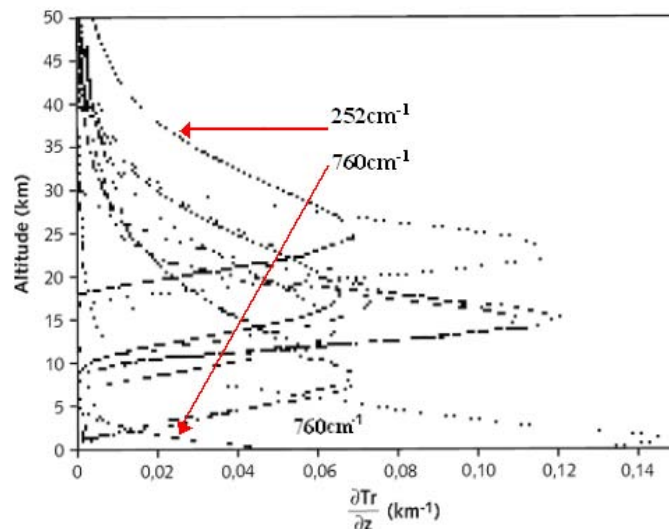


Figure II.2 : Les fonctions de poids de quelques-uns des canaux du sondeur IASI. Le canal à 252cm^{-1} et le canal 760cm^{-1} sont représentés par les deux flèches (en rouges).

L'utilisation d'un grand nombre de canaux permet de diminuer le bruit sur la luminance associée à une fonction de poids, ce qui présente l'avantage d'améliorer la résolution verticale.

2.2.5. Les radiomètres micro-ondes

Les radiomètres micro-ondes sont des appareils utilisés pour restituer des profils de température ou d'humidité dans les basses couches de l'atmosphère. Le principe de mesure ressemble à celui du réfractomètre IASI mis à part la gamme de fréquence choisie, autour de la raie d'absorption H₂O. Le radiomètre multifréquence micro-ondes peut fonctionner suivant deux modes :

- en mode haut, il reste pointé à 90° et fournit un profil vertical de température/humidité jusqu'à 5-6km d'altitude ;
- en mode bas, il effectue des balayages en élévation (de 5° à 90° au-dessus de l'horizon, pour une durée allant de 150s à 300s). L'inversion des mesures permet d'obtenir des images 2D (distance-altitude) de la température et de l'humidité jusqu'à une altitude de 1200m au dessus du sol.

Les principaux avantages et inconvénients des radiomètres micro-ondes sont :

Avantages :

- par rapport à un radiomètre destiné au profil de température, le surcoût pour une mesure d'humidité n'est pas très élevé ;
- le contenu intégré d'humidité fourni par l'appareil est très bon en terme de résolution temporelle.

Inconvénients :

- le fonctionnement nécessite un apprentissage assez long à partir d'une base de données de mesures locales (radiosondages par exemple) ;
- compte tenu de la structure de la raie d'absorption de la vapeur d'eau, les profils obtenus sont assez grossiers et le nombre de points indépendants sur le profil est faible (inférieur à 4).

Afin d'éliminer les problèmes liés à cette mesure, la meilleure utilisation du radiomètre serait sans doute l'assimilation des températures de brillance dans les différents canaux par un modèle numérique de prévision du temps.

2.2.6. Mesure GPS

Le programme GPS (Navigation System By Timing And Ranging –Global Positioning System) a été lancé dans les années 70 par le département américain de la défense, et les systèmes sont devenus opérationnels en 1994. Aujourd'hui c'est un outil indispensable pour un grand nombre d'applications civiles comme les navigations routière, maritime et aérienne, la topographie, la géophysique et récemment, la météorologie.

Le positionnement par GPS dépend de la mesure de la durée de propagation des signaux radioélectriques, dont les fréquences sont de 1575,42 et de 1227,60 MHz. Ces signaux sont émis par des satellites du réseau existant, qui défilent à environ 20200 Km de la Terre, et reçus par des récepteurs GPS passifs au sol.

2.2.6.1. Le principe de mesure de la vapeur d'eau par GPS

Le temps de propagation de l'onde entre le satellite et la station dépend de la distance parcourue et de l'indice de réfraction entre les deux, qui lui-même dépend principalement du contenu en vapeur d'eau, mais aussi de la température et de la pression (formule II.2). Comme les positions du satellite et de la station au sol sont très bien connues, et que la référence de temps est très précise, on est capable de mesurer le retard de propagation dû à l'indice de réfraction de l'atmosphère, et on en déduit le contenu en vapeur d'eau intégré sur le trajet parcouru à condition de connaître la température et la pression.

La station GPS réceptrice mesure la durée de propagation Δt du signal émis par chacun des satellites. En admettant (abusivement) que la vitesse de propagation est égale à c ($3 \cdot 10^8$ m/s), le retard atmosphérique se traduit par un « allongement » du trajet ΔL .

- **Le retard, ou délai, troposphérique**

Cet allongement apparent ΔL est donné par :

$$\Delta L = 10^{-6} \int_s N \cdot ds \quad (\text{II.3})$$

Avec : ΔL : est l'allongement GPS exprimé en mètres.
 N : est la réfractivité du milieu traversé.
 ds : est la distance élémentaire dans la direction du zénith.

Une bonne approximation de la réfractivité, valable dans le domaine des micro-ondes, est donnée par la formule (II.2). Elle permet d'obtenir le contenu intégré en vapeur d'eau dans les basses couches de l'atmosphère, à partir de la mesure de ΔL , à condition de connaître les profils de pression et de température, ou d'admettre un modèle pour les représenter.

Cet allongement ΔL , dit « retard troposphérique », est la somme de deux composantes :

- a) Une **composante hydrostatique** qui représente la contribution de l'atmosphère totale et qui retarde le signal zénithal GPS d'un peu plus de deux mètres ;
- b) Une **composante humide** qui représente la contribution de la pression partielle de la vapeur d'eau, et qui retarde le signal zénithal d'une dizaine de centimètres.

Le développement de cette méthode a permis d'estimer les délais humides pour chacune des directions des satellites et de restaurer par la suite un champ à deux dimensions du contenu intégré en vapeur d'eau de l'atmosphère (Doerflinger et al., 2001).

Un réseau GPS permanent a récemment été mis en place en France. Il comporte plus de 20 stations temps-réel réparties de façon homogène sur l'ensemble du territoire métropolitain.

Les stations de ce réseau fournissent des mesures horaires. La Figure II.3 montre le positionnement de quelques stations GPS sur le territoire français.

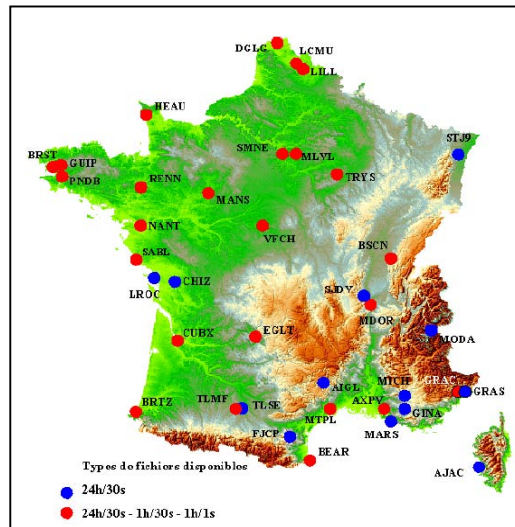


Figure II.3 : Les stations GPS sur le territoire français (Van Baelen et al., 2003).

Cette technique apparaît donc comme un moyen de mesure adapté pour fournir une mesure continue du contenu intégré en vapeur d'eau, avec une très bonne résolution temporelle, et une résolution spatiale qui dépend de la densité des stations GPS. Pour aller plus loin, vers la restitution de profils de la vapeur d'eau, ou même d'images 3D, les travaux de recherche actuels portent sur l'utilisation de la technique de tomographie qui permet d'obtenir des champs 3D à partir d'un grand nombre de valeurs intégrées (voir par exemple la figure II.4). D'autres travaux portent sur l'assimilation directe des contenus intégrés obliques dans un modèle de simulation atmosphérique,...

2.2.6.2. Quelques campagnes de mesures par GPS

La première grande campagne de mesure GPS à des fins atmosphériques en France s'est tenue en association avec la campagne ESCOMPTE en juin 2001 (Walpersdorf et al., 2002), lors de laquelle un réseau de 17 stations a été mis en oeuvre sur la zone urbaine et péri-urbaine de Marseille. Cette campagne a servi de support au développement d'un ensemble de travaux méthodologiques et scientifiques, parmi lesquels la détermination du contenu intégré en vapeur d'eau, le calcul du délai oblique, le développement de la tomographie, la validation et la comparaison avec des simulations numériques Mésos-NH. Plusieurs autres actions ont été menées ou seront réalisées lors de campagnes ultérieures telles que Cops (2007), AMMA (2006), IHOP (2002) et Hymex (2012).

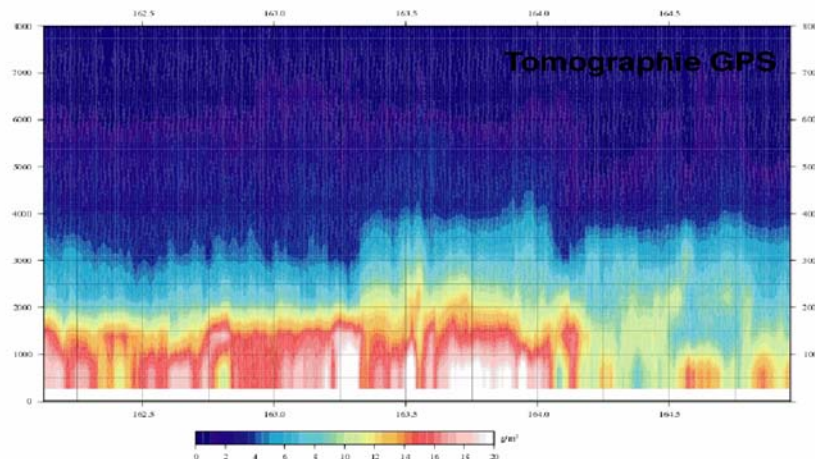


Figure II.4 : Evolution temporelle d'un profil vertical de densité de vapeur d'eau (en g/m^3) mesuré par tomographie GPS entre le 11 Juin et le 13 Juin 2002 pendant la campagne IHOP (Oklahoma, USA) (Champollion, 2005). L'échelle verticale correspond à l'altitude, de 0 à 8000m.

2.2.7. Mesure lidar

La télédétection par laser (aéroporté) ou **LIDAR** « *Light Detection and Ranging* », est une mesure optique basée sur l'analyse des propriétés et des caractéristiques d'une cible réfléchissante pour la lumière laser émise par le Lidar. Ce système de télédétection est utilisé dans différents domaines de la géophysique, parmi lesquelles on peut citer:

- atmosphère : qualité de l'air, climat, météorologie aux différentes échelles ;
- hydrosphère : altimétrie, bathymétrie, hydrologie, applications à l'architecture des villes.

Le délai optique entre l'impulsion émise et la détection du signal réfléchi donne le positionnement exact de l'objet ou de la surface réfléchissante. Le résultat final est sous forme d'une image qui représente la densité des particules rencontrées, en général exprimée en fonction de l'altitude et du temps. Ainsi, le lidar est un instrument adapté pour le suivi en continu de la dynamique atmosphérique, de la constitution atmosphérique (nuage, ozone, vapeur d'eau, etc), ainsi que la hauteur de la couche limite.

Un Lidar est constitué d'un laser chargé d'émettre une onde lumineuse polarisée dans le domaine visible ultraviolet (UV) ou infrarouge (IR), d'un télescope récepteur, et d'un ordinateur qui permet de faire le traitement de signal et de quantifier la densité et l'intensité du signal reçu.

Lors de la propagation de l'onde émise par le lidar, on distingue deux types de diffusion par les particules rencontrées :

- **Une diffusion élastique** : pour ce type de diffusion, il n'y a pas d'échange d'énergie entre les photons incidents, diffusés sans changement de fréquence, et la molécule rencontrée. Le type de diffusion change suivant le rapport entre la dimension de la particule d et la longueur d'onde λ : diffusion Rayleigh si $d \ll \lambda$, ou diffusion de Mie si $d \approx \lambda$. Pour accéder à l'information de vapeur d'eau, le lidar travaillera sur deux longueurs d'onde, l'une à l'intérieur et l'autre en dehors d'une raie d'absorption de la vapeur d'eau.

- **Une diffusion inélastique (diffusion Raman) :** C'est un phénomène physique par lequel un milieu moléculaire peut diffuser de la lumière en modifiant légèrement sa fréquence, la lumière diffusée n'a donc pas la même longueur d'onde que la lumière incidente. Ce décalage en fréquence, caractéristique de la molécule diffusante, correspond à un échange d'énergie entre le rayon lumineux et le milieu.

Selon le type de diffusion choisie, les mesures lidar permettent d'accéder avec une bonne résolution spatio-temporelle à l'information bidimensionnelle de la vapeur d'eau troposphérique. Les observations lidar sont principalement représentées sous forme d'un profil intégré en 2D dans lequel les intensités du signal sont codées à la fois en fonction du temps (en abscisse) et de l'altitude (en ordonnée) par une couleur correspondant à une échelle d'intensité.

Pour restituer un champ d'humidité en 2D avec un lidar, on distingue le lidar Raman qui utilise l'effet de la diffusion inélastique des particules rencontrées, ou le lidar Dial qui utilise la diffusion élastique. L'utilisation de ces appareils est pour le moment restreinte aux applications de recherche. Dans la suite sont donnés les avantages et inconvénients de ces différents instruments.

- **Pour le Lidar Raman (Tarniewicz et al., 2002)**

Avantage :

- les profils obtenus sont remarquables en terme de résolution spatio-temporelle ;
- la méthode ne nécessite pas que la longueur d'onde du lidar soit très précisément définie.

Inconvénient :

- le mécanisme de diffusion est très peu efficace. Il faudra donc utiliser des puissances d'émission, et des temps d'intégration, importants. La mesure sera difficile, voire impossible, pendant la journée à cause du soleil ;
- la fréquence reçue doit être très précisément réglée (par des mécanismes interférométriques) pour recevoir la contribution de la bonne molécule ;
- pour le moment les systèmes existants sont des appareils de recherche très coûteux et relativement fragiles.

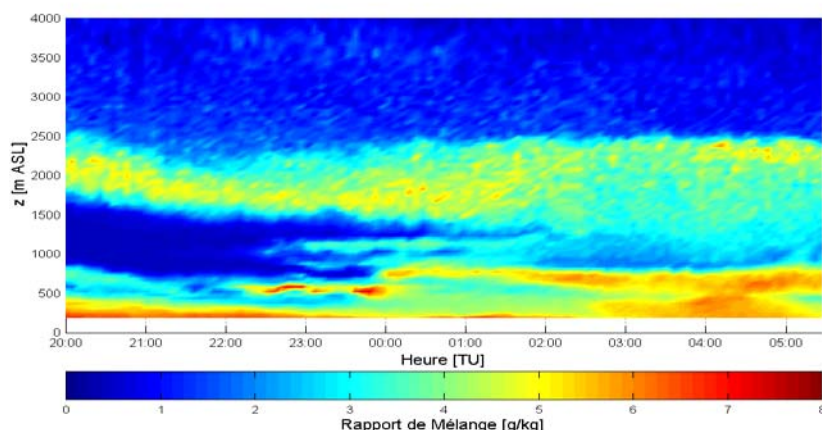


Figure II.5 : Rapport de mélange de la vapeur d'eau mesuré avec le Lidar Raman de l'IGN/SA (nuit du 28 au 29 Octobre 2002 (Résolution temporelle de cinq minutes et verticale de 50 à 500 mètres), (Bossert, 2004), (Bock et al., 2003).

La figure II.5 montre une série temporelle longue qui met en évidence une variabilité nocturne importante de la distribution verticale d'humidité dans la basse troposphère. La qualité du profil restitué est tout à fait excellente et permet de voir quantité de détails.

- **Pour le lidar Dial (LÉANDRE2)**

Avantage :

- le mécanisme de diffusion élastique est beaucoup plus efficace que l'effet Raman, du fait que le signal émis est diffusé sans changement de fréquence. La mesure est possible le jour;
- les temps d'intégration sont plus courts et on peut très bien envisager des restitutions 3D de l'humidité avec des systèmes montés sur positionneur.

Inconvénient :

- la fréquence émise doit être très précisément définie ;
- il n'y a pas encore de produits industriels.

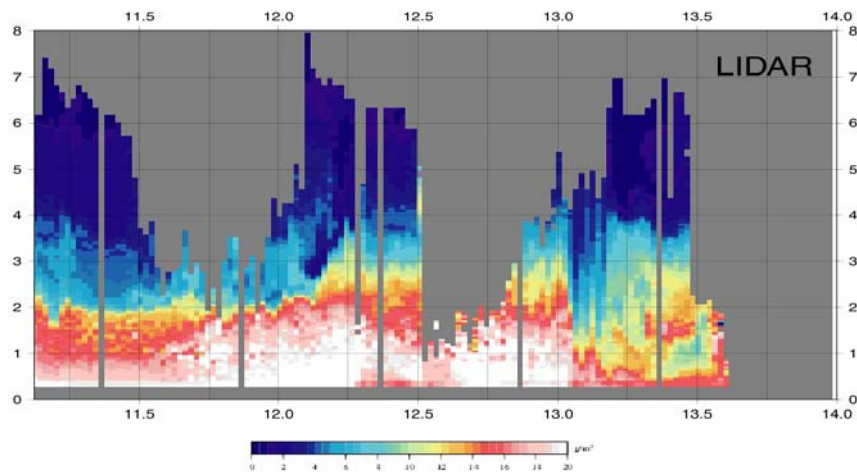


Figure II.6 : Variation temporelle de la densité de vapeur d'eau (g/m³) le long d'un profil obtenu par Lidar Dial au dessus de Lomont (Oklahoma) entre le 11 et le 13 juin 2002 (Davis et al., 2004).

2.2.8. Mesure radar

Le principe du réfractomètre peut être élargi au radar sans cette fois nécessiter une cavité résonnante. En effet, la longueur du trajet optique, et donc la phase du signal reçu, entre le radar et des cibles fixes situées à proximité du sol (collines, mâts, lignes électriques, arbres, bâtiments,...) dépend de la distance entre les deux, mais aussi de l'indice de réfraction du milieu parcouru par l'onde électromagnétique lors du trajet aller-retour. La technique de mesure de la réfractivité consiste ainsi à exploiter les variations de la phase des échos reçus de cibles fixes pour en déduire l'indice de réfraction du milieu. Durant les années 1990, Frédéric Fabry de l'Observatoire radar J.S. Marshall de l'université McGill à Montréal, a été le premier à utiliser un radar à klystron pour mesurer le contenu intégré en vapeur d'eau sur le trajet de l'onde entre le radar et des cibles fixes (Fabry et al., 1997). Les résultats obtenus, sous forme de champs d'humidité autour du radar sont de très bonne qualité en termes de résolution spatio-temporelle. Cette mesure sera détaillée dans les chapitres suivants.

2.3. Conclusion

La vapeur d'eau est un paramètre très variable dans le temps, c'est pourquoi il est essentiel de connaître son évolution. Sa connaissance avec une bonne résolution et à différentes échelles temporelles et spatiales est très importante pour la prévision météorologique.

De nombreuses techniques et nombreux instruments ont été développés afin de mesurer la vapeur d'eau atmosphérique à partir du sol (lidar, radiosondage, capteurs), à partir d'avions (instrument embarqués sur des avions commerciaux ou de recherche), ou encore à partir de satellites.

Le tableau (II-1), propose un récapitulatif des différents instruments de mesure d'humidité atmosphérique, ainsi qu'un classement des produits obtenus en termes de résolution spatiale « horizontale ($dx dy$) et verticale (dz) », et de résolution temporelle (dt).

		Résolution Spatiale		Résolution Temporelle
		$\delta x \delta y$	δz	δt
Instrument en surface	Station Météorologique	ponctuel	Au sol	Très bonne
Instrument Aérologique	Radiosondage ou drop-sonde	ponctuel	Très bonne	faible
Instrument de Télédétection	GPS	moyenne	intégrée	très bonne
	Lidar	ponctuel	très bonne	très bonne
	Réfractomètre Hyperfréquence	ponctuel	ponctuel	très bonne
	Radar	très bonne	près du sol	très bonne

Tableau (II-1) : classement des différents instruments de mesure de la vapeur d'eau.

Chaque méthode de mesure permet d'accéder à l'information sur la vapeur d'eau dans l'atmosphère, avec des caractéristiques différentes en termes de résolution spatiale et temporelle. Par exemple, le GPS fournit un contenu intégré de la vapeur d'eau avec une très bonne résolution, tandis que le Lidar, nous permet d'avoir un profil vertical de la vapeur d'eau sur une fine échelle temporelle.

Si leurs capacités de mesure sont confirmées, les radars météorologiques, permettraient de cartographier la structure bidimensionnelle de l'humidité dans les basses couches de l'atmosphère avec une résolution spatio-temporelle de l'ordre de ($1\text{km} \times 5 \text{ minutes}$), et pourraient ainsi contribuer significativement à l'amélioration de la connaissance des systèmes météorologiques et à la prévision du déclenchement de la convection.

CHAPITRE III

ESTIMATION DE LA REFRACTIVITE RADAR

3.1. Généralité

3.2. La mesure de réflectivité

3.3. La relation entre la réflectivité N et la phase d'une cible fixe

- 3.3.1. Le principe général
- 3.3.2. La variation de phase d'une cible fixe à deux instants différents $[t_{ref}, t]$
- 3.3.3. Les ordres de grandeur de cette mesure
- 3.3.4. Le problème du repliement de la phase
- 3.3.5. La phase intrinsèque d'une cible fixe
- 3.3.6. Les paramètres d'influence sur la mesure de la phase intrinsèques d'une cible fixe
- 3.3.7. Les différentes étapes du traitement de Fabry pour établir une carte de réflectivité
 - 3.3.7.1. L'étape de calibration
 - 3.3.7.2. La mesure de la réflectivité en temps réel
- 3.3.8. Les paramètres d'influence sur la précision de mesure
 - 3.3.8.1. Le balancement de la végétation
 - 3.3.8.2. Les problèmes de mesure causés par les précipitations
 - 3.3.8.3. Mesure de la réflectivité dans un terrain plat et un terrain complexe
 - 3.3.8.4. L'effet de la structure verticale de l'indice de réfraction

3.4. Travaux de Validation du Projet International H2O (IHOP)

- 3.4.1. Description du site expérimental de IHOP
- 3.4.2. Interprétation des Résultats de la campagne de mesure IHOP
- 3.4.3. Comparaison de la réflectivité radar avec les mesure de réflectivité par le radiosondage lors de la campagne de mesure IHOP
- 3.4.4. Comparaison de la réflectivité radar avec le profil du lidar SRL

3.5. Conclusion

3.1. Généralités

La vitesse de propagation de l'onde électromagnétique entre le radar et une cible fixe dépend de l'indice de réfraction de l'atmosphère entre les deux, et les variations d'indice vont se traduire par des variations de phase sur le signal reçu par le radar. En utilisant l'information de phase des signaux réfléchis par les échos fixes et son évolution dans le temps, on peut ainsi estimer l'indice de réfraction dans la couche atmosphérique, ce qui permet d'établir un champ de réfractivité autour du radar avec une résolution de quelques kilomètres.

Les premiers travaux en exploitant cette nouvelle technique de mesure pour extraire l'indice de réfraction à partir des échos de sol ont été mis en œuvre par Frédéric Fabry du « Département of Atmospheric and Oceanic Sciences de l'Université de McGill, Montreal, Québec, Canada », en utilisant le radar de McGill. Ces travaux ont fait l'objet de plusieurs publications, parmi lesquelles on peut citer : Fabry et al. (1997) qui donne le principe général de la mesure, Fabry (2004) qui détaille les différentes étapes de la mesure et ses principales difficultés, Fabry (2006) qui présente des mesures sur la variabilité spatiale de la réfractivité, ainsi que Creese et al. (1999).

La campagne de mesure IHOP 2002 avait pour objectif d'étudier le cycle de l'eau dans les basses couches de l'atmosphère dans les grandes plaines de l'Oklahoma, en exploitant plusieurs instruments de mesure (Lidars, Radar, Radiosondage, Insitu). Quatre équipes de recherche (Université de McGill, Université de Reading, Laboratoire NCAR au Colorado, Université de Oklahoma) ont exploité la méthode de mesure de réfractivité par radar lors de cette campagne:

- il y a eu une collaboration de l'Université de McGill avec le laboratoire de recherche, Earth Observing Laboratory du National Centre for Atmospheric Research (NCAR), Boulder, Colorado. Les études effectuées au sein de ce laboratoire ont été finalisées par Demoz et al. (2006) qui étudient le passage d'une ligne sèche, ainsi que Weckwerth et al. (2005) qui présentent des travaux de validation de la mesure;

- des expériences similaires ont été entreprises à l'école météorologique de l'Université d'Oklahoma USA, où le groupe de chercheurs de Boon Leng Cheong a développé un algorithme de mesure de la réfractivité par radar (Cheong et al., 2008).

En parallèle, les travaux effectués sur la réfractivité par un radar à magnétron, par John Nicol au Royaume Uni, dans le département de Météorologie de l'Université de Reading, ont également fait l'objet de plusieurs communications nationales et internationales (Nicol et al., 2008). La technique est sur le point de passer à l'opérationnel sur le réseau du UK-Met-Office.

Dans ce chapitre, nous nous proposons de résumer les travaux de Frédéric Fabry : principe de mesure de la réfractivité par un radar à klystron et résultats obtenus sur ce sujet. Nous aborderons ensuite les travaux de validation effectués durant le projet international (IHOP_2002) dans les grandes plaines de l'Oklahoma.

3.2. La mesure de réfractivité

L'indice de réfraction n d'un milieu est défini par le rapport de la vitesse de la lumière dans le vide à la vitesse de la lumière dans le milieu de propagation. Pour l'air près de la surface de la terre, ce nombre est voisin de 1.0003 et sa variation est de l'ordre de 10^{-3} (Bean and Dutton, 1968). Pour faciliter les manipulations de cet indice, une quantité dérivée N désignée sous le nom de réfractivité est largement utilisée (Smith et al. ,1953). Elle est définie par:

$$N = 10^6 (n-1) \quad (\text{III.1})$$

La valeur de N est liée à la température, la pression et l'humidité de l'air par la formule empirique suivante, déjà donnée dans le chapitre précédent (formule (II.2)) :

$$N = 77.6 \frac{P}{T} + 3.73 \times 10^5 \frac{e}{T^2} \quad (\text{III.2})$$

où P est la pression atmosphérique exprimée en millibar, T est la température de l'air en Kelvin et e est la pression de vapeur d'eau en millibar. Le premier terme de l'équation (III.2) est proportionnel à la pression P qui elle-même dépend de la densité de l'air, tandis que le deuxième terme est proportionnel à la pression de la vapeur d'eau e qui dépend principalement de la pression de la vapeur d'eau saturante e' en millibar, et de l'humidité relative $RH[\%]$:

$$\begin{aligned} e &= e' \times RH \\ &= 6.10 \times 10^{\left(7,448 \times T_{\text{Celsius}} / (2347 + T_{\text{Celsius}})\right)} \times RH \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

où T_{Celsius} est la température en degrés Celsius.

Dans les basses couches de l'atmosphère, la réfractivité peut varier jusqu'à 100 unités en N entre un jour sec et un jour humide.

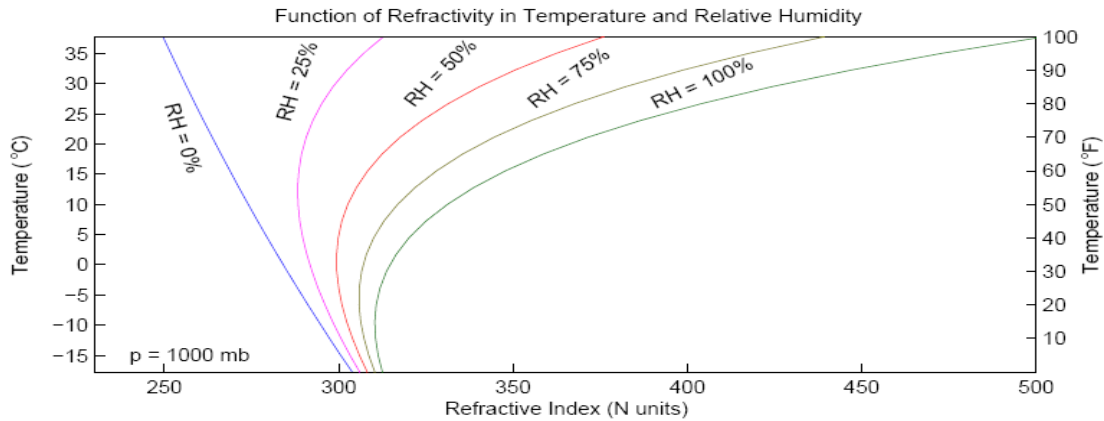


Figure III.1 : Diagramme qui illustre les valeurs de la réfractivité (par unité de N) prises à des températures comprises entre -15°C et $+40^{\circ}\text{C}$, pour différentes valeurs de l'humidité relative: (sec $RH = 0\%$, humide $RH = 100\%$ et moyen $RH = 50\%$) et à une pression constante de 1000mb (Cheong et al., 2008).

Quantitativement, en donnant la pression et la température moyennes d'une zone, on s'attend à ce que l'humidité locale soit estimée avec une précision raisonnable à partir de la mesure de N . La figure (III.1) représente l'allure de N en fonction de T pour différentes valeurs de l'humidité relative RH . On constate que lorsque la température augmente (pratiquement au delà de 10°C), la réfractivité change de plus en plus avec l'humidité, alors qu'elle est moins sensible aux variations de température et de pression (non représentées sur la figure). Ainsi, on peut conclure que près du sol, le facteur dominant dans le changement de la réfractivité est la quantité de la vapeur d'eau (Fabry et al., 1997).

3.3. La relation entre la réfractivité N et la phase d'une cible fixe

3.3.1. Le principe général

Dans le vide, une onde électromagnétique se propage à vitesse constante $c=3.10^8$ m/s, et l'indice de réfraction est homogène (égal à 1). Si elle traverse un milieu d'indice de réfraction différent (l'atmosphère par exemple), sa vitesse de propagation va diminuer, et cela va entraîner un changement de sa trajectoire, causé par une variation d'indice de réfraction n .

Pour une onde radar c'est le même principe. Le temps τ_{travel} nécessaire pour faire un aller-retour entre le radar et une cible fixe dépend du trajet parcouru $2r$, où r est la distance réelle parcourue par l'onde électromagnétique entre le radar et la cible, ainsi que de l'indice de réfraction n tout le long de ce trajet, il est donné par la formule suivante :

$$\tau_{travel} = \frac{2}{c} \int_0^r n(x,t) dx \quad (III.4)$$

La phase $\phi(t)$ du signal de fréquence f réfléchi par une cible fixe, à un instant t , est donnée par:

$$\phi(t) = 2\pi f \tau_{travel}(t) = \frac{4\pi f}{c} \int_0^r n(x,t) dx \quad (III.5)$$

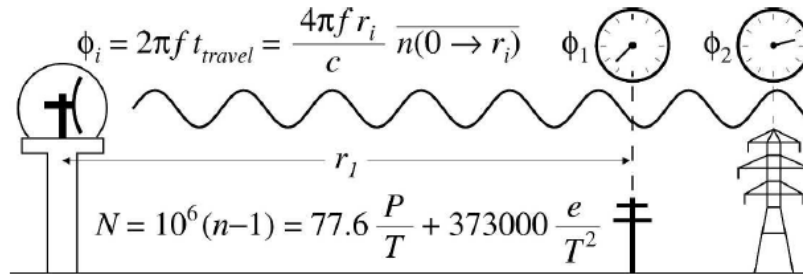


Figure III.2 : Illustration du principe de la mesure de réfractivité N par radar (Fabry et al., 1997).

Comme c'est illustré sur la figure III.2, les phases ϕ_i des cibles fixes qui sont loin du radar à des distances r_i sont déterminées par la fréquence du radar f , et par le temps de propagation de l'onde électromagnétique entre le radar et la cible τ_{travel} . Si l'indice n de réfraction de l'air compris entre le radar et la cible change, la vitesse de propagation de l'onde radar (égale à c/n) change en conséquence, ce qui entraîne une variation du temps de propagation τ_{travel} , qui se traduit elle-même par une modification de la phase du signal, que l'on pourra observer pour les cibles fixes. Pour être sûr de la fiabilité de cette mesure une comparaison avec les résultats météorologiques est nécessaire (Fabry, 2004).

3.3.2. La variation de phase d'une cible fixe à deux instants différents $[t_{ref}, t]$

La variation de phase du signal provenant d'une cible fixe provoquée par une variation de l'indice de réfraction le long d'un trajet peut être calculée à partir de la formule (III.5). Supposant qu'à l'instant de référence t_{ref} , la phase du signal est ϕ_{ref} , et qu'à l'instant t elle est égale à ϕ , la variation de phase dans l'intervalle de temps $[t_{ref}, t]$ est donnée par Fabry et al. (1997):

$$\begin{aligned}\Delta\phi(r) &= \phi - \phi_{ref} = \phi(x, y, z, t) - \phi(x, y, z, t_{ref}) \\ &= \frac{4\pi f}{c} \int_0^r [n(x, y, z, t) - n(x, y, z, t_{ref})] dx\end{aligned}\quad (III.6)$$

Où $n(x, y, z, t)$ est la distribution spatio-temporelle de l'indice de réfraction dans l'atmosphère.

3.3.3. Les ordres de grandeur de cette mesure

D'après les formules (III.2), (III.5) et (III.6), un changement d'une unité en N correspond à une variation de 1°C en température ou de 0.2mb en pression de la vapeur d'eau, ou de 3% en humidité relative en conditions normales. Pour un radar en bande-S ($f = 3\text{GHz}$), un changement d'une unité en N , intégré sur 1 kilomètre, entraîne une variation de phase de 0.125 radians équivalente à 7.2° . Ceci implique qu'un changement de la température de 1°C aura comme conséquence un changement spécifique de la phase de l'ordre de $7.2^\circ/\text{km}$ entre le temps où $N = N_0$ et le temps où $N = N_0 + 1$. A une distance de 30km du radar la variation de phase sera 30 fois plus grande, soit de l'ordre de 3.75 radians, équivalents à 216° .

3.3.4. Le problème du repliement de la phase

Le trajet parcouru par l'onde radar est d'autant plus important que les cibles sont plus éloignées, et provoque des repliements de phase si la variation est supérieure 360° . Pour éviter ce problème, il faut choisir des échos fixes qui se trouvent à des distances réduites de l'ordre de quelques kilomètres autour du radar ($< 30\text{ km}$), et travailler dans ce domaine par différentiation sur des gammes de distance de l'ordre de 1km (Fabry et al., 1997). Cela permet de réduire les facteurs de contamination de la phase et d'obtenir des résultats moins bruités.

3.3.5. La phase intrinsèque d'une cible fixe

Précédemment on a vu que la phase d'une cible fixe dépend de la variation d'indice de réfraction entre la cible et le radar, et de la distance parcourue par l'onde réfléchi. Dans le cas où l'indice de réfraction de l'air est homogène et égal à 1 , le trajet est rectiligne et est égal à la distance réelle linéaire (d). Une variation spatiale de cet indice de réfraction va entraîner une légère déviation du trajet, un trajet courbé, parcouru par l'onde réfléchi, et par conséquent on aura une variation sur la phase mesurée à l'instant t . Cette phase est donnée par la formule (III.7) (Fabry, 2004):

$$\phi(r) = \frac{4\pi f}{c} \left\langle d + (r - d) + \int_0^r [n(x, y, z, t) - 1] dr \right\rangle \quad (III.7)$$

Par cette manipulation, Fabry dédouble l'intégrale originale en trois termes séparés. Les deux premiers termes décrivent le temps direct de la propagation de l'onde radar dans le vide où l'indice de réfraction de l'air est homogène et égal à 1 . Ce temps additionnel est entraîné par la différence entre le chemin direct et le chemin (éventuellement courbé) réellement parcouru

par l'onde radar. Tandis que le troisième terme décrit l'effet de la variation de l'indice de réfraction le long du trajet bidimensionnel.

Le premier terme est constant tant que la cible demeure à une distance horizontale constante du radar, mais une déformation ou un léger déplacement de cette cible (par exemple un glissement de terrain, ou un changement de forme) peut entraîner une variation de la phase mesurée.

Dans le deuxième terme est cachée toute la complexité du chemin réellement pris par l'onde radar. Si le chemin est direct le deuxième terme disparaît. Par contre un changement du profil vertical de l'indice de réfraction ($dn/dz \neq 0$) entraînera une courbure de la trajectoire et d sera différent de r . La trajectoire de l'onde radar dépendra des gradients spatiaux de l'indice de réfraction et pas de l'indice lui-même.

Supposons que l'amplitude de l'onde radar réfléchi par une cible fixe est $A_1 A_2$. A_1 est une fonction du radar et des propriétés de la cible, et A_2 est la correction liée à l'illumination de la cible (pour prendre en compte la complexité des terrains).

En intégrant sur le volume V de l'impulsion radar, et en introduisant les fonctions A_1 et A_2 dans la formule (III.7), la phase d'une cible fixe devient (Fabry, 2004):

$$\phi = \arg \left\{ \int_V A_1 \exp \left(\frac{i 4 \pi f d}{c} \right) A_2 \exp \left(\frac{i 4 \pi f (r - d)}{c} \right) dV \right\} + \frac{4 \pi f}{c} \int_0^r [n(x, y, z, t) - 1] dr \quad (\text{III.8})$$

Si nous essayons de relier physiquement les composantes de la formule (III.8) avec les trois termes de la formule (III.7), nous pouvons voir que A_1 étant une fonction de la distance et des propriétés de la cible, est liée davantage au premier terme, tandis que A_2 contribue au deuxième terme.

Le premier terme de l'équation (III.8) est appelé la phase intrinsèque, elle dépend de la forme de la cible et de la distance à laquelle elle se situe (premier groupe exponentiel), elle dépend aussi de la façon dont elle est aperçue par le radar (deuxième groupe exponentiel). Le deuxième terme est relié strictement au retard de la propagation de l'onde radar causé par la distribution spatiale des gradients d'indice de réfraction, (voir la figure III.3).

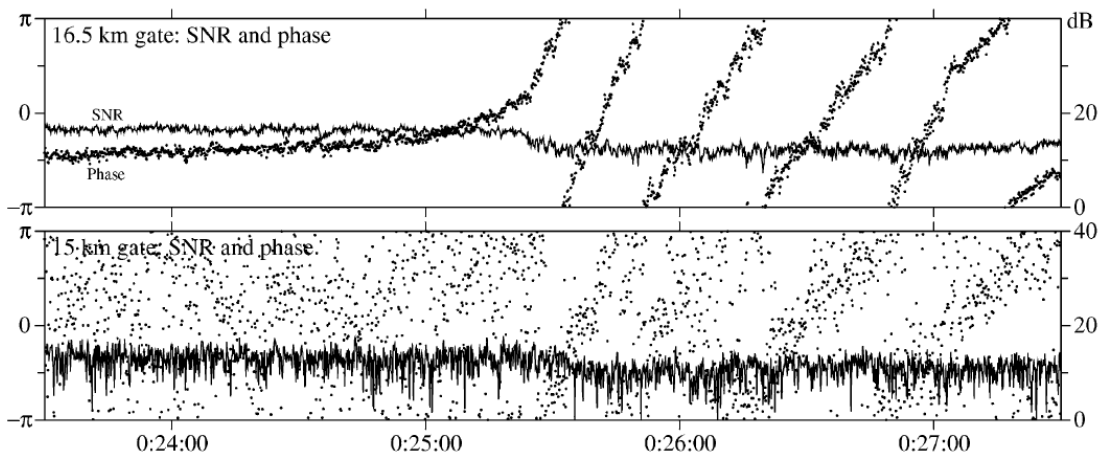


Figure III.3 : Représentation d'une série temporelle du rapport signal sur bruit (SNR), et de la phase de deux cibles au sol situées respectivement à une distance de 16.5 km (la figure en haut), et à 15 km (la figure en bas).

Les données présentées en figure III.3 ont été collectées par l'antenne du radar pointée dans une direction fixe avant (0:23:30 à 0:25:20) et pendant le passage d'un front de rafale (0:25:20 à 0:27:10). Pour la première cible (situé à 16.5km) avant le passage du front, le rapport signal sur bruit (SNR) et la phase sont relativement constants. Au moment du passage du front la phase change à cause du changement de l'indice de réfraction le long du trajet [deuxième terme de la formule (III.7)], en même temps le chemin suivi par l'onde radar change rapidement car l'onde radar passe par l'air turbulent associé à une variation de n , ce qui provoque une fluctuation de la phase [premier terme du deuxième groupe exponentiel de la formule (III.7)]. Pour la deuxième cible (situé à 15km) la fluctuation du SNR et de la phase sont sans doute causées par le balancement de la végétation par le vent et par le changement de la forme de la cible [le premier terme du groupe exponentiel de la formule (III.7)], comme proposé par Fabry (2004).

3.3.6. Les paramètres d'influence sur la mesure de la phase intrinsèque d'une cible fixe

Les diverses études effectuées sur la réflectivité par radar ont montré que plusieurs facteurs peuvent influencer la qualité de cette mesure. Certains sont liés au radar et au chemin parcouru par l'onde radar, et d'autres sont liés à la nature de la cible elle-même, et à la manière dont elle est illuminée par le radar. C'est la raison pour laquelle un réglage des paramètres de mesure (calibrage) est nécessaire afin de réduire les nuisances et les perturbations causées par tous ces paramètres.

Le changement de la phase d'une cible fixe peut être provisoire ou permanent comme c'est indiqué dans la figure III.4. Le changement provisoire de la phase intrinsèque est causé par un changement de la forme de la cible, dont l'action est limitée dans le temps. Ce changement peut être causé par le balancement de la végétation, ou par les fortes précipitations. Tous ces changements sont reliés à des phénomènes naturels (catastrophes naturelles, croissance de la végétation).

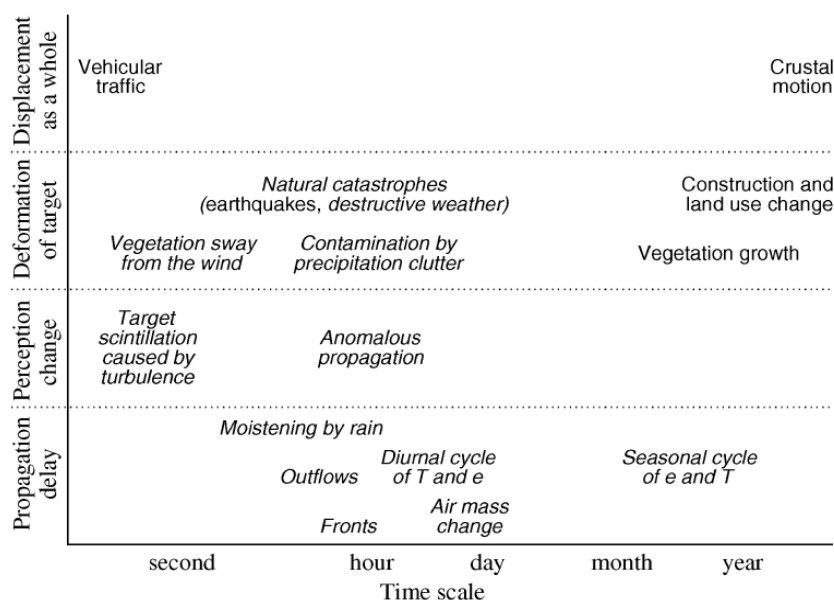


Figure III.4 : Échelle de temps des phénomènes agissant sur les différents composants de la phase des cibles fixes. Certains paramètres influencent provisoirement la mesure, ils interviennent sur une échelle des secondes, ou des heures, et d'autres paramètres ont une influence permanente et affectent les mesures de la phase à long terme (Fabry, 2004).

3.3.7. Les différentes étapes du traitement de Fabry pour établir une carte de réfractivité

Les étapes suivies par Frédéric Fabry pour restituer une carte de réfractivité à partir des données radar sont les suivantes : tout d'abord une étape de calibration pour obtenir une carte de phase de référence afin de déterminer les critères de fiabilité des échos de sols, puis l'étape de mesure proprement dite en temps réel. Nous les détaillons ci-après :

3.3.7.1. L'étape de calibration

Elle est très importante et nécessaire pour réaliser une carte de réfractivité en temps réel. Les différents modules du traitement, schématisés sur la figure III.5, sont les suivants :

- rassembler une série de mesures de la phase pendant une courte durée, pendant laquelle on peut admettre que les changements d'indice de réfraction restent très limités dans le temps et dans l'espace ($n = n_{ref}$), où n_{ref} est calculé à partir des observations extérieures de la température, la pression et l'humidité à cet instant. Dans la région de Montréal, le moment idéal pour une telle mesure s'avère être immédiatement après plusieurs heures de précipitations stratiformes, dans des conditions venteuses et à des températures fraîches, afin d'avoir une répartition homogène de la réfractivité avec des faibles gradients. La phase mesurée à cette étape sera utilisée au tant que phase de référence ϕ_{ref} [voir l'étape A, figure III.5] ;
- examiner la fonction d'auto-corrélation de la différence de phase $\frac{d\phi_i}{dt}$ sur une série de mesures temporelles de la phase ϕ_i (2 à 3 heures) et pour des intervalles dt courts, de l'ordre de 5 minutes. Si la cible est vraiment fixe sa phase reste constante, avec une corrélation maximale (≈ 1), mais si cette cible se déplace ou se déforme (le cas de la végétation), sa phase varie aléatoirement, et sa corrélation diminue. Cette étape permet de sélectionner les pixels utilisables, aux endroits où la corrélation est importante [voir l'étape B2, B3, figure III.5] ;
- mesurer le rapport signal sur bruit (SNR) pour chaque cible [voir l'étape B1, figure III.5] ;
- combiner les informations obtenues à partir de l'évaluation de la cohérence temporelle de la différence de phase $\frac{d\phi_i}{dt}$, ainsi que le rapport SNR, afin d'en déduire une carte d'indice de fiabilité des échos de sol RI , qui va nous permettre d'identifier les bons échos fixes, et sera ensuite utilisée pour la restauration du champ de réfractivité en temps réel.

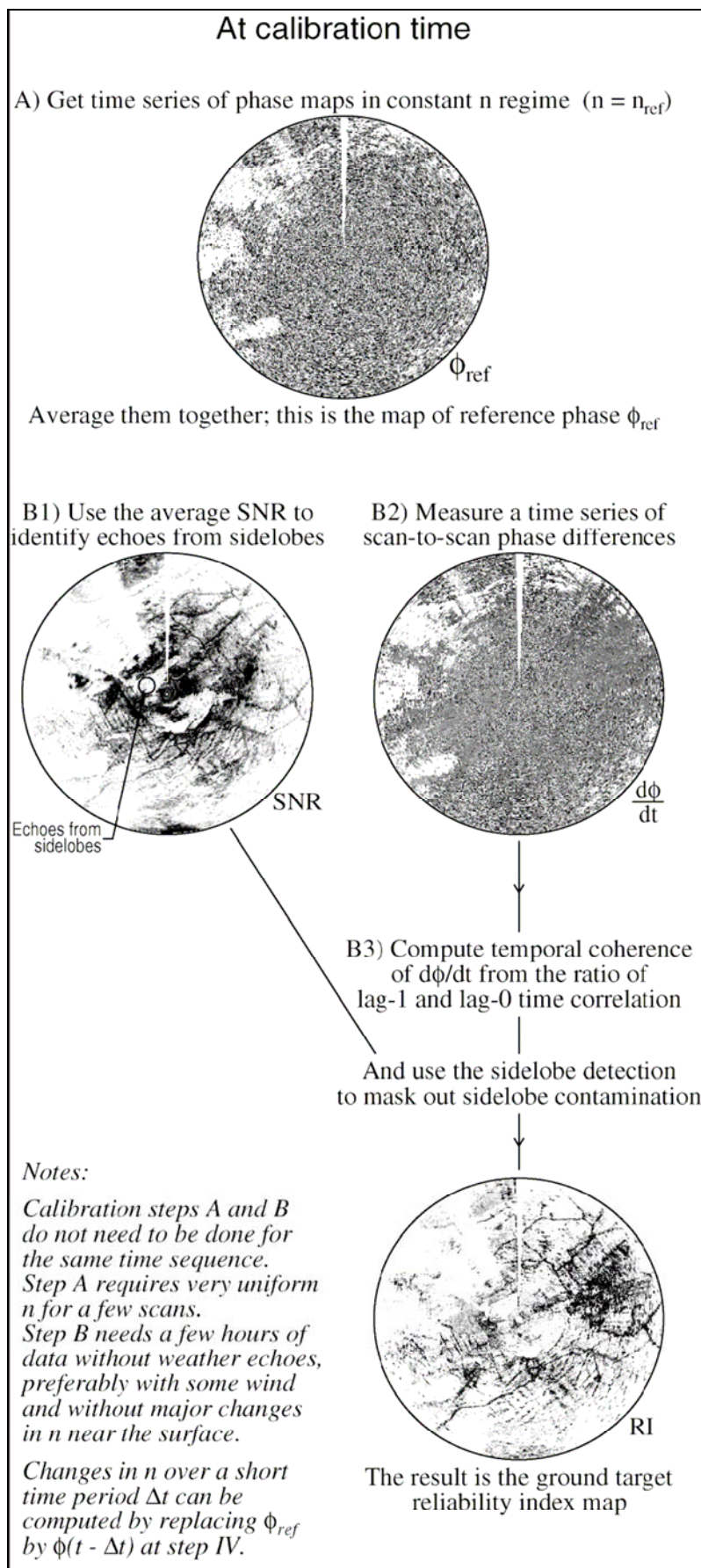


Figure III.5 : Illustration des étapes de calibration suivies par Frédéric Fabry (Fabry, 2004).

3.3.7.2. La mesure de la réflectivité en temps réel

Le calcul de l'indice de réfraction à un moment donné t commence par une mesure de la phase des cibles fixes et d'autres paramètres utiles, tels que le rapport signal sur bruit (SNR), la vitesse Doppler v , et la largeur spectrale des cibles σ . Les étapes à suivre, rassemblées sur la figure III.6, sont les suivantes :

- après avoir mesuré la phase des cibles (une série temporelle de 5 min), les mesures de la phase de référence (effectuées dans l'étape de calibration) sont soustraites de ces mesures, afin d'obtenir la variation de phase entre le temps de référence et le temps réel: $(\phi - \phi_{ref})$ [voir étape I, IV, figure III.6] ;
- en parallèle, la qualité des cibles fixes est évaluée, elle est représentée par des indices de qualités QI classés selon des critères. Ils sont basés sur la vitesse Doppler qui doit être nulle, une largeur spectrale étroite et un rapport signal sur bruit assez fort [voir étape I, figure III.6] ;
- combiner les indices de qualités QI et les indices de fiabilités RI des échos de sols pour obtenir des coefficients de pondération WF [voir étape II, figure III.6] ;
- pour lisser les données sur la carte de la variation de phase $(\phi - \phi_{ref})$, on utilise un filtrage par une moyenne pondérée sur des petites surfaces [voir étape V, figure III.6] ;
- en admettant que les distances entre le radar et les cibles sont constantes (ce qui suppose que la courbure du trajet ne change pas entre le temps de référence et le temps de mesure t), la dérivée spatiale de la formule (III.8) permettra d'obtenir la variation de l'indice de réfraction en fonction de la différence de phase $(\phi - \phi_{ref})$, comme c'est indiqué dans la formule (III.9) :

$$\frac{d}{dr} [\varphi(r, t) - \varphi_{ref}(r)] = \frac{4\pi f}{c} [n(r, t) - n_{ref}(r)] \quad (III.9)$$

La variation de la réflectivité ΔN est finalement donnée par la formule suivante :

$$\begin{aligned} \Delta N &= 10^6 [n(r, t) - n_{ref}(r)] \\ &= 10^6 \frac{c}{4\pi f} \frac{d}{dr} [\phi(r, t) - \phi_{ref}(r)] \end{aligned} \quad (III.10)$$

La mesure de l'indice de réfraction sera faite très près du sol et sera représentative de quelques dizaines de mètres au-dessus de la surface.

- La dernière étape consiste à transformer les mesures ponctuelles de la réflectivité en un champ complet, en utilisant une procédure de filtrage et d'interpolation [voir étape VII, figure III.6].

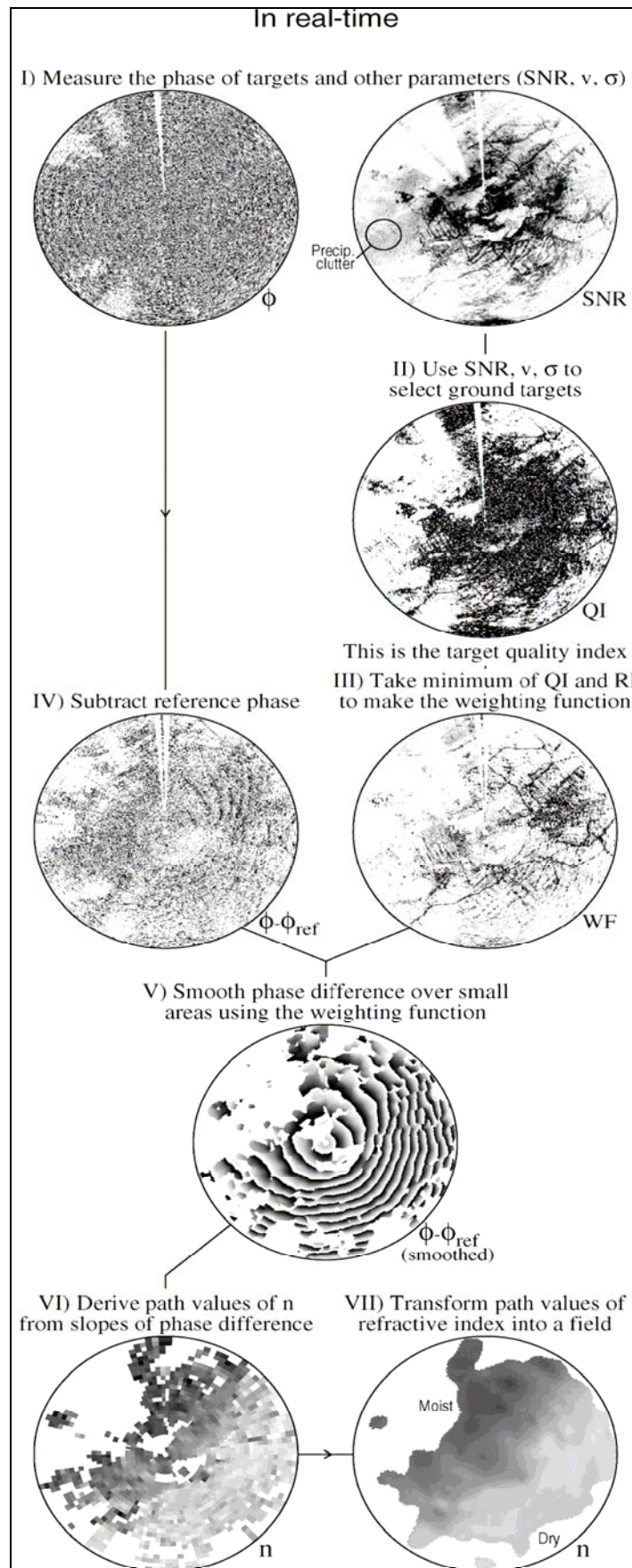


Figure III.6 : Illustration des étapes suivies par Frédéric Fabry pour restituer un champ de réfractivité en temps réel (Fabry, 2004).

3.3.8. Les paramètres d'influence sur la précision de mesure

3.3.8.1. Le balancement de la végétation

Quand le vent souffle près de la terre, la végétation oscille autour de sa position d'équilibre. Dans ce cas si l'onde émise par le radar est réfléchi par de la végétation, un changement provisoire de la phase peut se produire en raison du changement de la forme de la cible. Ces fluctuations de l'intensité et de la phase des cibles causées par le balancement des arbres par le vent ne sont pas négligeables. Les études faites par Fabry dans la région de Montréal ont montré qu'elles peuvent même entraîner des variations de phases supérieures à 2π (Fabry, 2004), et sont presque du même ordre de grandeur que les fluctuations causées par une longue période de fortes précipitations.

L'examen des différences de phase de 5 minutes à 5 minutes sur les échos de sol dans la région de Montréal a montré qu'il y a une bonne cohérence de phase dans les régions urbaines, tandis que cette cohérence chute nettement dans les secteurs ruraux où la végétation constitue la plupart des échos observés par le radar, même quand ils ont un rapport signal sur bruit très important (voir la figure III.7).

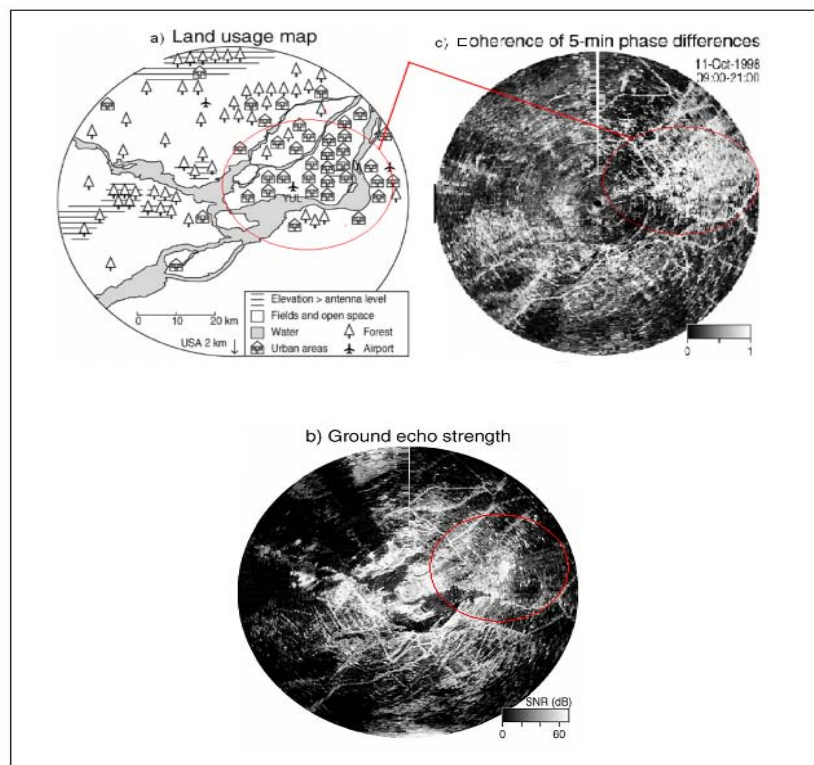


Figure III.7 : Illustration de la dépendance de la cohérence de la phase des échos de sol avec le type de cible. (a) une carte topographique de la région de Montréal, (b) le rapport signal sur bruit pour les échos de sol dans la région de Montréal, (c) une carte de cohérence à 5 min de la différence de phase pour une série de mesure de 12 heures, prises le 11 Octobre 1998 entre 09h00 et 21h00 dans des conditions venteuses très faibles (2- 4 m/s) (Fabry, 2004).

Une autre étude a montré qu'il y a une forte relation entre la cohérence de la différence de phase à 5 minutes obtenue par des échos de sols, et la vitesse du vent mesurée à l'aéroport de Dorval (YUL), pendant deux périodes d'essais durant l'hiver et l'été. Cette cohérence est inversement liée à l'ampleur du balancement de la végétation par le vent : pendant l'hiver le balancement des feuilles des arbres avec le vent est moins important qu'en été. La différence des résultats obtenus entre les deux années (1997 et 1998), est due à ce que de nombreux arbres ont été endommagés par les pluies verglaçantes la deuxième semaine du mois de janvier 1998 [voir figure III.8 (à gauche)]. Comme on peut le voir sur la figure III.8 (à droite) réalisée pendant le passage d'un front froid, la différence de phase des échos de sol mesurée entre deux balayages successifs séparés par 5 minutes est plus bruitée dans la région de vent fort au Nord-Ouest de Montréal, que dans la région de vent faible au sud; ce qui confirme que le balancement des arbres par le vent est une source de contamination pour les mesures de phase. C'est la raison pour laquelle il faut éviter de travailler avec des cibles fixes qui se trouvent dans des zones couvertes par la végétation.

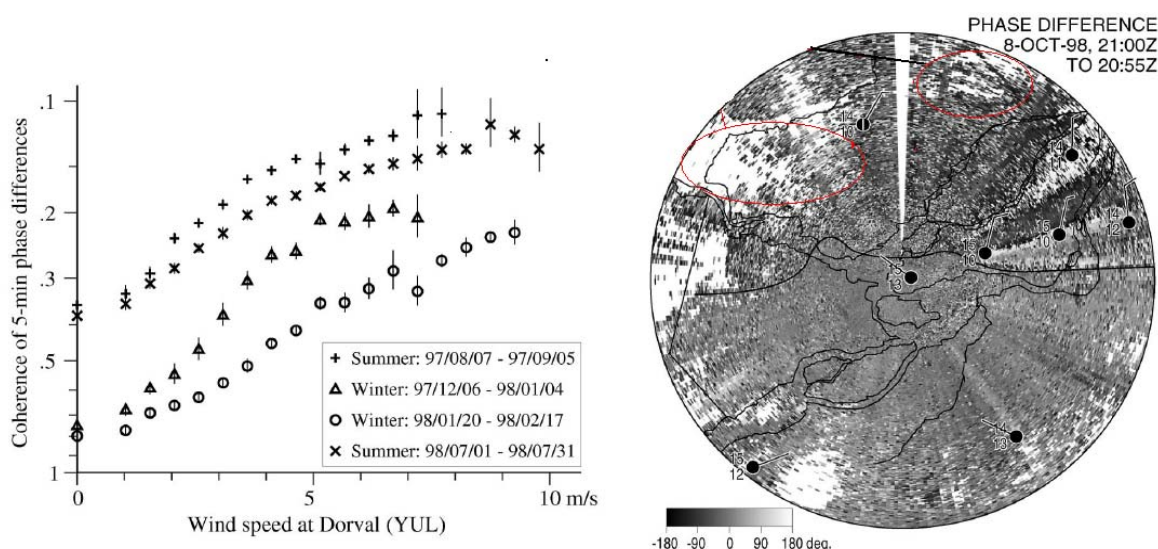


Figure III.8 : A droite : différence de phase en degrés des échos de sols entre deux balayages successifs de 5 min lors d'un passage d'un front froid dans la région de Montréal. A gauche, la cohérence moyenne, pour un écart de 5 min, de la différence de phase des échos de sol en fonction de la vitesse du vent mesurée à l'aéroport de Dorval (YUL) (Fabry, 2004).

3.3.8.2. Les problèmes de mesure causés par les précipitations

Les précipitations affectent la phase d'une cible fixe de deux manières. D'abord, elles constituent une quantité d'eau liquide, caractérisée par un indice de réfraction élevé ($\approx 1,33$) que l'onde radar doit traverser, ce qui entraîne un changement du trajet et par conséquent une modification de la distance parcourue par l'onde radar. Par exemple, un taux de pluie de 25mm/h sur une profondeur de 25km, se traduit par un changement de réfractivité de 1,6 unités en N (Fabry, 2004). La pluie peut aussi couvrir les cibles et changer légèrement leurs formes et cela peut avoir un effet sensible sur la mesure de la phase.

3.3.8.3. Mesure de la réflectivité dans un terrain plat et un terrain complexe

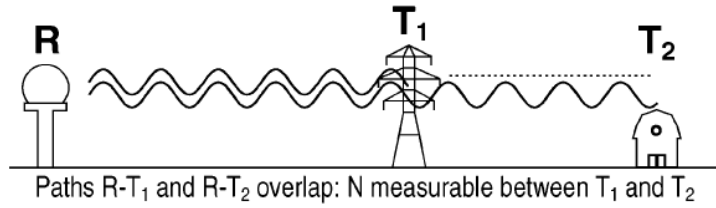
Si la cible est stationnaire et la phase intrinsèque des cibles fixes reste constante, en théorie la formule (III.7) peut être utilisée pour calculer la variation de l'indice de réfraction dans un intervalle de temps $[t_{ref}, t]$ le long du trajet entre le radar et la cible. En pratique c'est loin d'être facile et pour éviter de considérables ambiguïtés causées par le repliement de la phase, il faut que cette mesure s'effectue pour des trajets courts de quelques kilomètres.

En supposant qu'on a deux cibles T_1 et T_2 positionnées le long du même azimut, on utilise la formule III.6 pour calculer la phase entre le radar et les deux cibles entre les deux instants t_{ref} et t . D'abord on mesure la différence de phase entre le radar et la cible T_1 , ensuite entre le radar et la cible T_2 . L'avantage de cette approche est que, si T_1 et T_2 sont assez proches, on peut admettre que l'indice est homogène entre T_1 et T_2 , et donc sortir n de l'intégrale, comme on peut le voir sur le développement suivant:

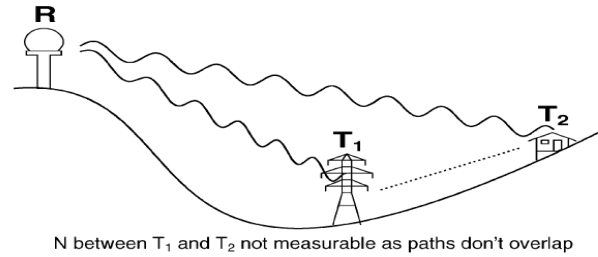
$$\begin{aligned} \Delta\phi(T_2) - \Delta\phi(T_1) &= [\phi(T_2, t) - \phi(T_2, t_{ref})] - [\phi(T_1, t) - \phi(T_1, t_{ref})] \\ &= \frac{4\pi f}{c} \left[\int_0^{r(T_2)} (n(r, t) - n(r, t_{ref})) dr - \int_0^{r(T_1)} (n(r, t) - n(r, t_{ref})) dr \right] \\ &= \frac{4\pi f}{c} \left(\int_{r(T_1)}^{r(T_2)} [n(r, t) - n(r, t_{ref})] dr \right) \approx \frac{4\pi f}{c} [r(T_2) - r(T_1)] [n(r, t) - n(r, t_{ref})] \end{aligned} \quad (III.11)$$

Cette approche n'est correcte que si les deux cibles et le radar sont alignés. Cet alignement doit être raisonnablement précis sur l'horizontale et très précis sur la verticale, ce qui est rarement le cas avec les cibles fixes. Il y aura donc un biais causé par la distribution aléatoire et non alignée des cibles fixes. Ceci a deux conséquences : d'abord, la technique sera limitée par la nécessité de lisser les données de phase pour enlever le bruit afin d'obtenir un champ de réflectivité correct ; en second lieu, la variation de l'indice de réfraction à court terme est plus précise qu'à long terme parce que la probabilité et l'importance de la contamination causée par des changements de la phase intrinsèque augmente avec le temps.

Dans un terrain plat, on pourra utiliser les formules III.6 et III.11 pour obtenir les mesures de l'indice de réfraction local entre deux cibles T_1 et T_2 alignées. Par contre si le terrain est complexe et les trajets ne se recouvrent pas, la formule III.11 ne pourra pas être utilisée et l'indice de réfraction local entre les deux cibles ne sera pas mesurable. Ceci n'empêche évidemment pas de faire une mesure intégrée entre le radar et chacune des deux cibles T_1 et T_2 .



Un trajet superposé entre le radar et les deux cibles T1 et T2 parfaitement alignées (Fabry, 2004)



Un trajet complexe entre le radar et les deux cibles T1 et T2 non alignées (Fabry, 2004)

Figure III.9: Illustration de la différence entre la mesure de l'indice de réfraction dans un terrain plat et un terrain complexe : le radar est repéré par R . T₁ et T₂ sont deux cibles fixes.

3.3.8.4. L'effet de la structure verticale de l'indice de réfraction

En plus des changements de la phase dus aux changements de l'indice de réfraction, on peut avoir des changements dus à des évolutions de la courbure du trajet de l'onde entre le radar et la cible. Cette erreur dépend du type de milieu dans lequel l'onde radar se propage, un milieu sub-réfractif avec un rapport de $dn/dz < -40 \text{ ppm.km}^{-6}$, rend le trajet parcouru par l'onde radar plus court, et un milieu super-réfractif avec un rapport $dn/dz > -40 \text{ ppm.km}^{-6}$ rend le trajet parcouru par l'onde radar plus long (Creese, 1999)[voir la figure III.10].

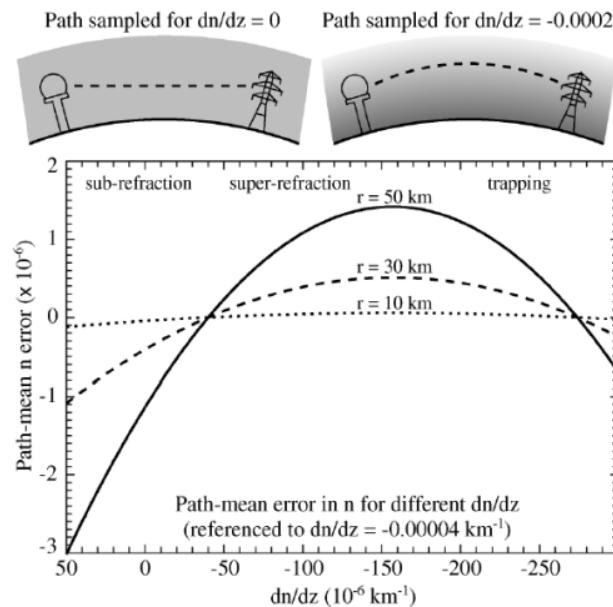


Figure III.10: Erreur sur le trajet optique en fonction du gradient vertical de n pour trois cibles différentes qui se situent (à 10, 20, 30 km) du radar (Fabry, 2004).

Les 3 courbes de la figure III.10 se croisent en deux points, le premier point correspond à un point typique des conditions standards de l'indice de réfraction mesurée quand $dn/dz = -40 \text{ ppm.km}^{-1}$ (milieu sub-réfractif). Lorsque cette grandeur change (milieu super-réfractif), le chemin emprunté et la trajectoire de l'onde radar sont modifiés en terme de longueur (voir le haut de la figure III.10). Dans des conditions complexes, la courbure du trajet optique augmente ; des altitudes plus élevées caractérisées par des réfractivités plus faibles sont donc parcourues par le trajet optique, et de ce fait l'augmentation de la longueur du trajet peut être partiellement compensée par cette diminution de la réfractivité avec l'altitude (Fabry, 2004).

Malgré les nombreux problèmes qui influencent la précision de mesure de la réfractivité par radar, la comparaison des mesures avec la mesure de réfractivité issue des données de surface (données physiques) donne de très bons résultats, comme on peut le voir sur la figure III.11 qui compare les mesures radar à des mesures in-situ réalisées par des stations automatiques.

Quand un important écart se produit, il peut d'après Fabry (2004) en général s'expliquer par une différence des propriétés de l'air à quelques dizaines de mètres au-dessus du sol. Par exemple pour les journées 6, 11, 12, 22 Avril, de 00h00 à 12h00, on constate un écart probablement causé par la fraîcheur de l'air tout près du sol où l'indice de réfraction est plus grand. Pour la journée du 19 Avril, la surface était sèche en présence de nuages bas ce qui explique un fort gradient vertical d'humidité et des probables courbures du chemin de propagation. Partout ailleurs les mesures obtenues par radar coïncident parfaitement avec les mesures au sol.

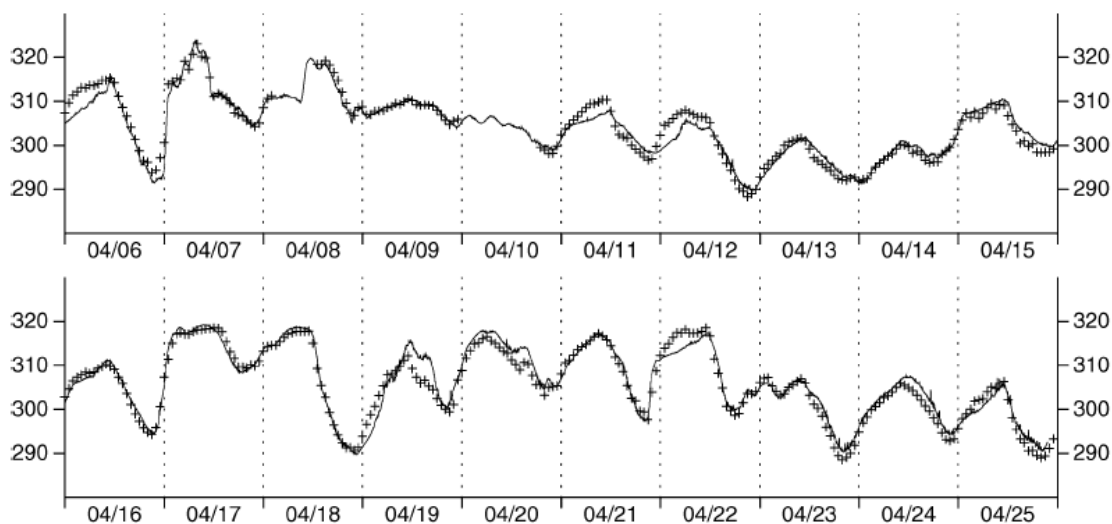


Figure III.11: Une série temporelle de la mesure de réfractivité par radar (ligne continue) et celle obtenue dans des stations météorologiques (croix) pour une période de 20 jours (6-25 Avril 1999). L'indice de réfraction est mesuré par le radar toutes les 5min le long d'un trajet de 45km. L'indice de réfraction au sol a été calculé à partir des données horaires de la pression, de la température et de l'humidité prises dans 10 stations météorologiques qui se situent dans un rayon de 60km autour du radar (Fabry, 2004).

3.4. Travaux de validation du Projet International H2O (IHOP)

En dépit de l'amélioration continue en matière d'observation et des outils de modélisation, la prévision des fortes précipitations en saison chaude demeure un défi surtout dû à notre incapacité à suivre les évolutions temporelle et spatiale des variables dynamiques et thermodynamiques de petite échelle. La vapeur d'eau en basse couche est sans doute le paramètre le plus difficile à quantifier, alors même que la prévision des fortes précipitations est principalement limitée par l'incertitude dans la distribution de ce paramètre (Weckwerth et al., 2004 ; Demoz et al., 2006 ; Roberts et al., 2008 ; Fritz and Chandrasekar, 2009 ; Flamant et al., 2003 ; Wakimoto et al., 2010).

C'est ce qui a motivé l'organisation du projet international H2O (International H2O Project_2002) qui résulte d'une initiative des communautés scientifiques américaine et européenne. Le principal objectif scientifique était d'améliorer la caractérisation spatio-temporelle de la vapeur d'eau dans les basses couches de l'atmosphère afin de mieux comprendre et mieux prévoir la génération des fortes convections durant les saisons chaudes dans le sud des grandes plaines américaines (Weckwerth et al, 2004).

Le projet s'est déroulé du 13 mai au 25 juin 2002 au-dessus des Grandes Plaines de l'Oklahoma. Cette région présente l'avantage de posséder un réseau d'instruments (expérimentaux et opérationnels) déjà en place et de se situer dans une zone fréquemment caractérisée par de forts gradients d'humidité, et très active du point de vue de la convection. Durant cette période des mesures ont été recueillies par un ensemble d'instruments (Radar S-pol, radar Doppler *ELDORA*, Lidar *LEANDRE2*, et le Profileur *SRL*, Capteurs au sol, Sondages, mesures Insitu aéroportées, Radiosondage).

Afin de répondre aux objectifs de la campagne, cinq stratégies d'observations ont été définies: les expériences BLE (*Boundary Layer Evolution*)(Wakimoto et al.,2010), CI « *Convection Initiation* » (Markowski et al., 2007), LLJ « *Low-Level Jet* », Bore et BHL « *Boundary Layer Heterogeneity* ». Le dernier cas retient plus notre attention.

Plusieurs travaux de recherche ont été réalisés à partir de ces mesures, en particulier sur la mesure d'humidité par la méthode de réflectivité radar (Fabry, 2004 ; Demoz et al., 2006). Vu l'intérêt de cette méthode de mesure pour notre travail, on va s'intéresser essentiellement dans cette partie du chapitre, à présenter les moyens et la stratégie expérimentale déployés pour la validation de cette mesure. Quelques résultats préliminaires sont présentés, extraits de plusieurs publications scientifiques (Weckwerth et al, 2004 ; Demoz et al., 2006 ; Fabry, 2004, 2006 ; Heinselman et al., 2009).

3.4.1. Description du site expérimental d'IHOP (Weckwerth et al., 2004)

Durant la campagne de mesure IHOP-2002, les instruments de mesure implantés sur 50 plates-formes d'observation fixes ou mobiles ont été déployés pour recueillir les mesures des paramètres météorologiques en haute résolution. Sept modèles de prévision à court et à moyen terme ont été utilisés. Ces instruments expérimentaux et opérationnels appartiennent à plusieurs organismes de recherche parmi lesquels on peut citer: le Centre National d'Aéronautique et de l'espace (NASA), le Centre National de la recherche Atmosphérique (NCAR), le Service d'Aéronomie, LATMOS (Demoz et al, 2006).

La contribution française s'est articulée autour de trois équipes :

- l'équipe **IPSL** avec le lidar **LEANDRE2**, pour des mesures de rapport de mélange de vapeur d'eau à absorption différentielle (Bruneau et al, 2001) ; (140 heures des vols scientifiques à bord de l'avion P-3 du Naval Research Laboratory (NRL), avec principalement 7 missions BLH pour un total de 35 heures) ;
- l'équipe **GPS**, dont les 7 stations **GPS** sont venues compléter les réseaux américains déjà existants, permettant ainsi une homogénéisation et une densification des réseaux *UCAR/SuomiNet* et *NOAA/FSL* (Van Baelen et al, 2003) ;
- l'équipe modélisation (*LATMOS et SA*), avec une participation à l'effort de modélisation opérationnelle (modèle **MM5**, sur trois modèles emboîtés de résolution croissante (12km à 1.5km), centré sur le site d'**Homestead** et l'étude de cas par simulation (cas du 29 mai, 12 juin 2002).

Les instruments de mesure les plus importants utilisés lors du projet international IHOP-2002 pour la validation de la mesure de réfractivité radar sont:

- **le radar S-Pol**

Le radar NCAR S-band dual-polarization **S-Pol**, est un radar fixe en bande S, il effectue un balayage tous les 5 minutes au cours de la campagne de mesure IHOP-2002 ; Il était équipé pour mesurer et enregistrer la réfractivité radar (N-unité).

- **des stations au sol (Homestead)**

Plusieurs stations d'observation des paramètres météorologiques (pression, température, humidité, vent) couvraient le site expérimental sur une étendue de 60km autour du radar **S-Pol**. Les données In situ recueillies par la station automatique Homestead localisée à 16Km du côté Est du radar **S-Pol**, ont été utilisées lors de la validation de la mesure de réfractivité radar par le principe d'inter-comparaisons des données radar et des données In situ (Weckwerth et al., 2004).

- **Des sondages dropsondes et radiosondages**

Un peu plus de 2500 sondages ont été effectués durant la campagne de mesure. Une série de huit dropsondes étaient lancées par un avion volant à une altitude de 2000m. En commençant du côté Est de la station sol **Homestead** et en terminant au niveau du radar **S-Pol**, les données (Pression, Température, Humidité, Vent) étaient enregistrées quotidiennement durant les 7 semaines de la campagne expérimentale.

- **Données Lidars (scanning Raman lidar SRL / GLOW / HARLIE)**

Le lidar **SRL** est utilisé pour l'étude des Interactions Aérosols Nuages Dynamique Rayonnement et du cycle de l'eau. Il était pointé verticalement à bord de l'avion (NRL P-3) à une altitude de 0.5 à 1.2km du sol. Les données recueillies ont permis la restitution du profil vertical du champ d'humidité dans un rayon de (6-7 km) autour de la station **Homestead** et tout le long du trajet effectué lors de ce vol.

Deux autres lidars vent ont été utilisés lors du projet IHOP-2002, le Lidar **GLOW** de l'observatoire Goddard et le lidar aéroporté **HARLIE**, qui ont permis la restitution du champ de vent 2D.

La figure (III.12), représente un exemple du dispositif expérimental déployé lors de la journée du 12 Juin 2002. La couverture des instruments de mesure s'étend sur une superficie de 50×50km dans le sud des plaines d'Oklahoma (matérialisée par le carré sur la figure III.12). A droite, on présente les différents instruments expérimentaux fixes ou mobiles utilisés pour cette journée. La ligne sèche, ainsi que le passage d'un front de rafale le 21 juin 2002 à 21h00 sont indiqués par les symboles classiques utilisés en météorologie.

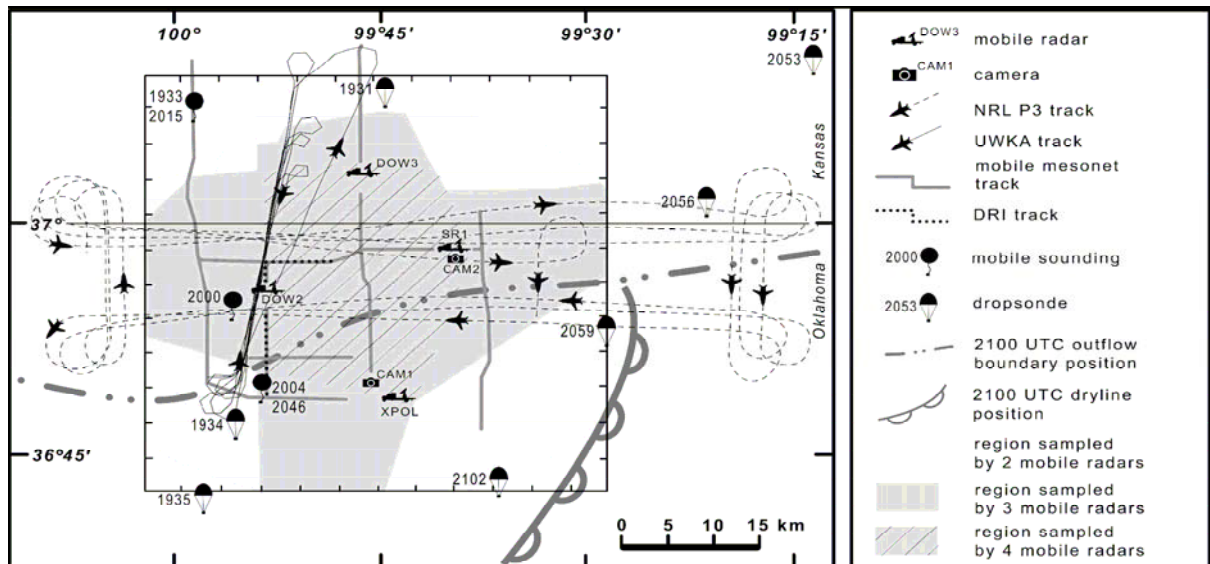


Figure III.12 : Les principaux Instruments de mesure des paramètres météorologiques (Pression, Température, Humidité et Vent) déployés sur le site expérimental lors du projet IHOP-2002 Pour la journée du 12 juin 2002 (Weckwerth et al, 2005).

3.4.2. Interprétation des résultats de la campagne de mesure IHOP

Les données recueillies pendant le projet IHOP-2002 ont été utilisées principalement pour des études de cas, tel que le passage d'un front froid, ou l'observation et le suivi de l'évolution spatio-temporelle des lignes sèches.

Les travaux de Fabry (2006) lors de cette campagne de mesure ont permis de confirmer le résultat de validité de la mesure de réfractivité par comparaison avec des mesures in-situ, résultat qui était déjà acquis avec le radar de McGill.

Comme on peut le voir sur la figure III.13, les mesures obtenues par le radar **S-Pol** dans un domaine de 60 km autour du radar sont fortement corrélées avec la réfractivité calculée à partir des mesures in-situ en supposant une humidité constante (N_{dry}). Ceci montre que les variations de réfractivité dans cette région dépendent surtout des variations de température, sauf pendant les périodes orageuses.

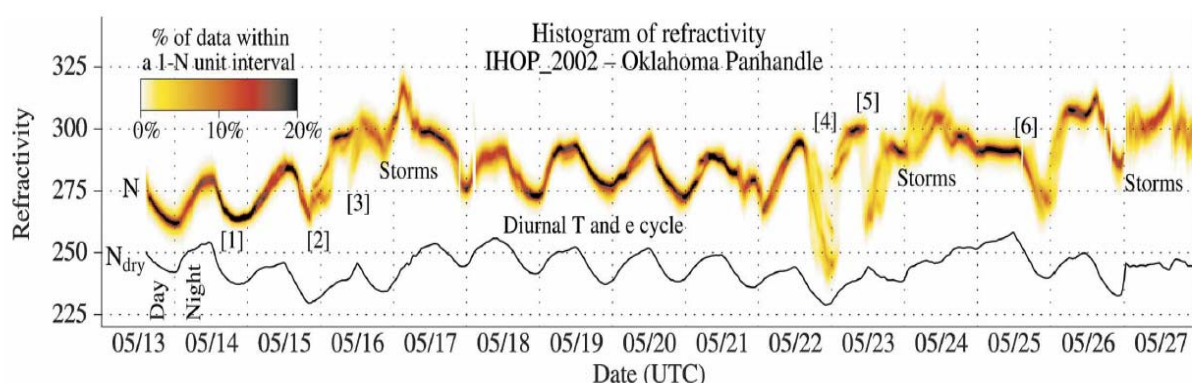


Figure III.13 : Série temporelle de la réfractivité mesurée toutes les 5 minutes par le radar **S-Pol** le long d'un trajet de 60 km dans la zone d'Oklahoma (en couleur d'ombre) pour une période de 15 jours (du 13 au 27 Juin 2002) ; (en dessous) N_{dry} représente la contribution sèche de la réfractivité liée seulement à la température et la pression mesurées près de la surface pour la même période (Fabry, 2006).

Le résultat obtenu montre qu'en général la réfractivité varie plus l'après-midi et jusqu'au lendemain matin (jusqu'au lever du soleil). Tandis qu'elle est plus stable quelques heures après le lever du soleil. Ce qui s'explique par l'influence du cycle diurne sur la variation du taux d'humidité dans les basses couches durant une journée.

La figure III.14, représente un cas d'étude pour la journée du 14 juin 2002. On observe que la structure spatiale de réflectivité obtenue par les données radar (S-Pol) près de la surface est relativement homogène (l'image de gauche). En zoomant sur une petite surface de 24x24km, on observe que les changements temporels de réfractivité, sur une durée de 5 minutes, présentent des structures spatiales que l'on ne retrouve pas 5 minutes plus tard, et sont donc plutôt incohérentes.

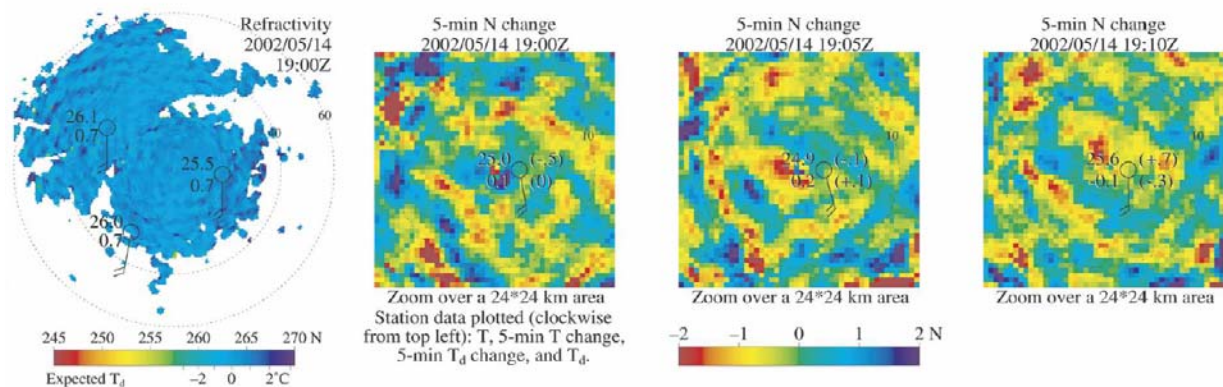


Figure III.14 : Exemple d'images de réfractivité dans une masse d'air uniforme pour la journée du 14 juin 2002 dans la région d'Oklahoma : à gauche une carte de réfractivité obtenue avec le radar (S-Pol) sur un rayon de 60km, les petits cercles représentent trois stations au sol; à droite des images zoomées (24x24km) de la variation de la réfractivité ΔN , pour un intervalle de temps de 5 minutes (19:00, 19:05, 19:10 UTC) (Fabry, 2006).

D'autres exemples sont présentés dans la suite de ce chapitre. Ils illustrent la variabilité de la réfractivité radar à une fine échelle temporelle et spatiale lors des différents événements météorologiques qui ont eu lieu durant la campagne IHOP-2002. Parmi ces événements, on en a choisi trois qui démontrent l'intérêt de la mesure pour la détection et la compréhension des processus physiques et dynamiques : apparition d'une ligne sèche (dry-line) le 22 mai, passage d'un front froid le 23 mai, et apparition de rouleaux de convection dans la couche limite le 17 juin 2002.

- **Ligne sèche du 22 mai 2002**

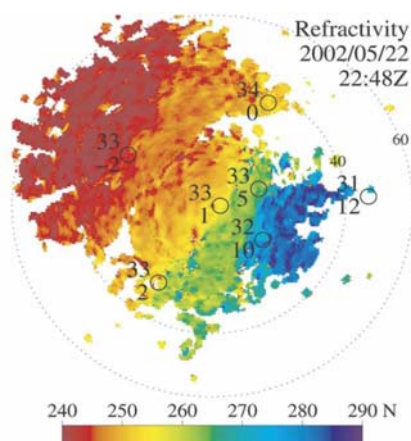


Figure III.15: Exemple d'image de réfractivité obtenue par le radar **S-Pol** dans la zone d'Oklahoma le 22 mai 2002 à 22 :48 UTC ; c'est l'un des jours phare pour la réfractivité, qui permet d'observer une ligne sèche qui se met progressivement en place sur la zone de recherche (Fabry, 2006)

La figure III.15 montre que le radar **S-pol** a pu détecter une ligne sèche à partir de la mesure de réfractivité. Elle apparaît sous la forme d'un fort gradient sud-est/nord-ouest, de l'ordre de 40 unités de N en moins de 100 km, alors que les températures sont élevées et assez homogènes dans toute la région autour du radar.

- **Le passage d'un front froid;** exemple de la journée du 23 mai 2002 :

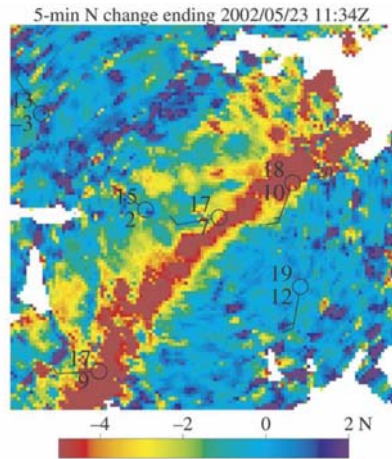


Figure III.16: Exemple d'image de changement de réfractivité ΔN , pendant un intervalle de temps de 5 minutes, obtenu par le radar **S-Pol** durant le passage d'un front froid dans une zone de 60x60km autour du radar, le 23 mai 2002 à 11:34UTC, (Fabry, 2006).

La figure III.16, montre que derrière le changement initial de la température et de l'humidité le long de la limite du front ainsi que dans la zone de transition qui s'étend sur 15 km, la variation de la réfractivité est visible : elle est très importante dans la zone de transition, de l'ordre de 4 unités de N en 5 minutes, tandis que hors de cette zone, elle varie progressivement.

- Apparition des rouleaux dans la **couche limite** (*BL-roll*); un exemple de la journée du 17 juin 2002

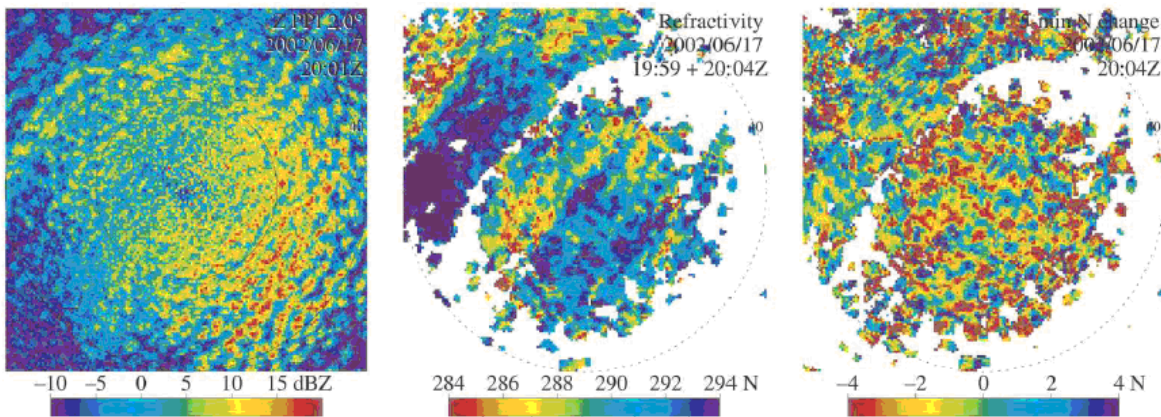


Figure III.17 : Exemple de la variabilité à petite échelle de la réfractivité causée par la structure de la couche limite pour une journée ensoleillée et venteuse. Des rouleaux dans la basse couche sont observés sur l'image de réflectivité à 14:00 UTC (première figure à gauche). La réfractivité moyennée entre 19 :59 UTC et 20:04 UTC (la figure du milieu). La variation de la réfraction sur 5 minutes (la figure à droite) montre clairement l'apparition des rouleaux dans la couche limite avec des variations très locales de réfractivité qui peuvent atteindre 4 unités en 5 minutes (Fabry, 2006).

La variabilité de l'humidité se produit particulièrement lors de la présence de la convection dans la couche limite : près de la surface, l'air est réchauffé et humidifié par les flux de surface, il s'élève ensuite au sommet de la couche limite où il rencontre l'air stable qui est généralement plus sec, et retombe vers la surface après condensation (Stull, 1988).

Le climat dans l'enclave de l'Oklahoma est très variable, et les variations importantes de la réfractivité permettent d'observer l'apparition des rouleaux et des cellules convectives dans la couche limite. Comme on peut le constater sur la carte de réflectivité en dBZ obtenue pour la journée du 17 juin 2002 à 20h04 (voir figure III.17 à gauche), les variations locales de la réfractivité sont assez importantes pour générer une réflectivité significative, en l'absence de précipitations.

3.4.3. Comparaison de la réfractivité radar avec les mesures de réfractivité par radiosondage lors de la campagne de mesure IHOP (Weckwerth et al, 2005)

Les mesures de réfractivité par radiosondage ont également été comparées avec les mesures de réfractivité obtenues par le radar **S-Pol**, effectuées dans la même zone et sur une série de mesures recueillies le 14 juin 2002.

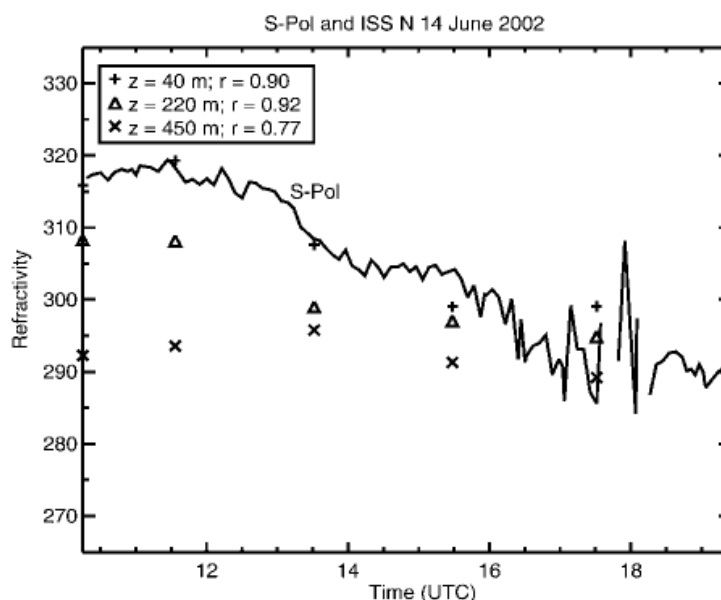


Figure III.18 : Série temporelle de la réfractivité mesurée à partir des données radar (S-Pol), comparée aux mesures obtenues à partir du sondage à différentes altitudes: 40m, 220m et 450m, lors de 6 sondages durant la journée du 14 juin 2002 (Weckwerth et al, 2005).

La figure III.18 montre une comparaison entre la réfractivité obtenue à partir du radar **S-Pol** et celle qui est calculée à partir des données de radiosondage recueillies à différentes altitudes (40m, 220m, 450m) pour la journée du 14 juin 2002.

On observe une forte corrélation entre les mesures de la réfractivité radar et la mesure de radiosondage à 40m, alors que l'accord est beaucoup moins bon pour les mesures de radiosondages à 450m. Dès qu'on s'éloigne du sol, l'humidité relative ainsi que la température diminuent rapidement, et cela entraîne une baisse de la réfractivité, ce qui explique ces écarts. Le rayonnement radiatif réchauffe les basses couches de l'atmosphère, entraînant une homogénéisation de la couche limite. Ainsi dans l'après midi, les mesures à 220m se rapprochent des mesures S-Pol (cycle diurne).

3.4.4. Comparaison de la réfractivité radar avec le profil du lidar Raman

Le lidar Raman (Whiteman et Melfi 1999), placé dans la région de l'Oklahoma a permis d'obtenir un profil vertical du rapport de mélange H₂O. Ces données ont été quantitativement comparées avec le rapport de mélange obtenu dans la station au sol Homestead, ainsi que la mesure de réfractivité obtenue avec le radar de S-Pol.

La figure III.19 présente le profil vertical du rapport de mélange en (g/kg), en fonction de la hauteur de la couche limite en mètres durant 8 heures de test, lors de l'après-midi et de la soirée du 22 mai 2002, offrant ainsi une mesure de haute résolution verticale de la turbulence de la couche atmosphérique et de son évolution. On observe d'assez grandes similitudes entre la mesure lidar, la mesure de la station Homestead, ainsi que la réfractivité obtenue par le radar S-Pol sur le même site d'observation.

Par exemple, entre 21h30 et 22h30, on observe une forte variation du rapport de mélange H₂O obtenu par le lidar Raman, ainsi que par la station au sol Homestead, cette valeur correspond très bien à la forte variation de réfractivité mesurée par le radar S-Pol dans le même intervalle de temps. Cette importante variation dans les basses couches de l'atmosphère est due à la mise en place progressive d'une ligne sèche entre 21h et 23h dans cette zone d'observation.

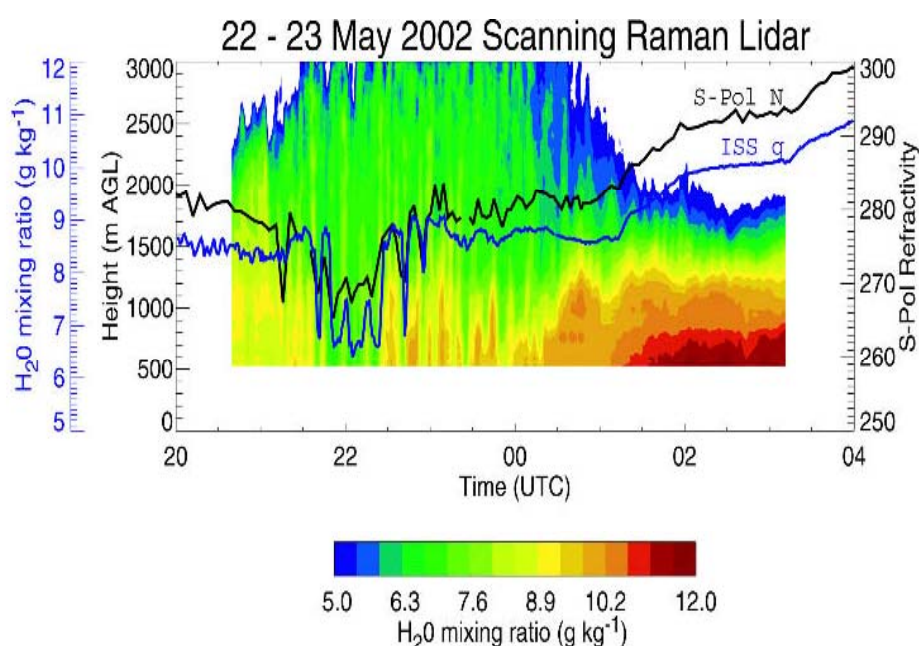


Figure III.19: Rapports de mélange H₂O, mesurés par le lidar Raman, et par la station Homestead, comparés avec la réfractivité obtenue avec le radar S-Pol, pour les journées du 22 au 23 Mai 2002 (Weckwerth et al., 2005).

On note que la forte diminution de réfractivité autour de 22h correspond à l'important gradient entre le Sud-Est et le Nord-Ouest de la zone de test présenté précédemment sur la figure III.15. Cette diminution est due à une forte variation d'humidité probablement associée au passage d'une masse d'air humide provenant du Sud-Est, qui chasse une masse d'air plus sèche vers le Nord-Ouest, en entraînant à l'arrière une baisse des températures (Fabry, 2006).

3.5. Conclusion

Les travaux décrits dans ce chapitre montrent que les signaux émis par radar et réfléchis par des cibles fixes peuvent être utilisés pour estimer le contenu intégré en vapeur d'eau le long du trajet entre le radar et la cible. La technique a été mise en œuvre lors de tests de grande envergure en Amérique du Nord par plusieurs équipes de recherche. Elle a permis de restituer les évolutions temporelle et spatiale du champ d'humidité dans un secteur de quelques dizaines de kilomètres autour d'un radar équipé d'un émetteur à klystron. Les résultats obtenus sont très satisfaisants en terme de résolution spatio-temporelle, et très prometteurs pour aider à prévoir la convection.

Dans les chapitres suivants, nous présentons le travail spécifiquement réalisé dans le cadre de la thèse, qui a consisté à évaluer la capacité de mesurer la réflectivité avec un radar précipitation de Météo France, équipé d'un émetteur à magnétron dont la fréquence et la phase du signal émis varient dans le temps.

CHAPITRE IV

ASPECTS THÉORIQUES DE LA MESURE DE RÉFRACTIVITÉ AVEC UN RADAR A MAGNÉTRON

4.1. Introduction

4.2. Rappel des équations pour la mesure de la réflectivité avec un émetteur à klystron

4.3. Equations de base pour la mesure de la réflectivité avec un émetteur à magnétron

4.3.1. Les caractéristiques du récepteur pour un radar à magnétron

4.3.2. Formulations théoriques

4.3.2.1. La phase d'un signal reçu d'une cible fixe après l'émission du magnétron

4.3.2.2. La différence de phase entre deux instants (t et t_{ref})

4.3.2.3. La dérivée spatiale de la phase avec la distance (r)

4.4. Conclusion

4.1. Introduction :

La formulation de base de la mesure d'indice de réfraction avec un radar précipitation équipé d'émetteur à klystron a été proposée pour la première fois par Frédéric Fabry (Fabry, 1997). Dans ce chapitre nous allons expliciter l'expression analytique de la phase d'un signal radar reçu d'une cible fixe éloignée pour un radar équipé d'un émetteur à magnétron. Nous considérons que la fréquence transmise $f(t)$ peut varier, ainsi que celle de l'oscillateur local $f_{Lo}(t)$, et nous allons également examiner l'effet de la différence $\Delta\tau$ entre le temps de propagation et le temps d'échantillonnage du signal.

Plusieurs applications pratiques sont déduites des calculs: premièrement, l'effet de la variation de $f_{Lo}(t)$ sur la variation de phase est beaucoup plus important que l'effet de la variation de $f(t)$; deuxièmement, des facteurs de correction doivent être appliqués pour corriger des effets de variation de $f_{Lo}(t)$, et diminuer les effets de la variation de $f(t)$; et troisièmement, la fréquence de l'oscillateur local doit être connue avec une bonne précision (environ 100 fois supérieure) que la fréquence du magnétron. Nous proposons 10^{-8} pour la fréquence d'oscillateur local, et 10^{-6} pour la fréquence du magnétron, ce qui est relativement facile à obtenir à partir de composants standard.

Comme on l'a vu dans le chapitre 3, le temps de propagation de l'onde électromagnétique $\tau_{travel}(t)$, nécessaire pour faire un aller-retour entre le radar et une cible fixe située à une distance fixe r du radar est donné par:

$$\tau_{travel}(r,t) = \frac{2}{c} \int_0^r n(x,t) dx = \frac{2}{c} \int_0^r [1 + N(x,t) 10^{-6}] dx = \frac{2r}{c} + \frac{2 \cdot 10^{-6}}{c} \int_0^r N(x,t) dx \quad (IV.1)$$

où c est la vitesse de la lumière dans le vide, $n(r, t)$ est l'indice de réfraction du milieu, $N(r, t) = 10^6 [n(r, t) - 1]$ est la réfractivité à l'instant t et à la distance r du radar. La phase du signal reçu est donnée par :

$$\phi(r,t) = 2\pi f \tau_{travel}(r,t) = \frac{4\pi f r}{c} + \frac{4\pi f 10^{-6}}{c} \int_0^r N(x,t) dx \quad (IV.2)$$

Si cette équation est exacte, la valeur de la phase est très sensible à la stabilité de la fréquence: à une distance de 30km du radar, on déduit de (IV.2) qu'une variation de f de seulement 5 kilohertz produirait une variation de phase aussi grande que 2π .

Les radars à klystron, tels que ceux du réseau Nexrad, dont on maîtrise parfaitement la fréquence et la phase du signal émis, peuvent facilement être utilisés pour mesurer la réfractivité N . Cependant les émetteurs à klystron sont très onéreux et la plupart des réseaux opérationnels européens sont équipés de radars à magnétron pour lesquels la fréquence et la phase du signal émis sont instables et varient au cours du temps.

La fréquence du magnétron dépend principalement de la température. Une variation de 1 degré entraîne des variations de 100 kilohertz et, même si la pièce de confinement du magnétron radar est bien climatisée, les variations quotidiennes de la fréquence de l'ordre de la centaine de kilohertz sont communes. Pour cette raison, on pourrait croire que la mesure de la réfractivité avec un radar à magnétron est difficile voire impossible. Les travaux réalisés dans la suite montrent qu'il n'en est pas ainsi.

Une nouvelle formulation a d'abord été proposée par Parent du Châtelet et al. (2008) pour mesurer la réfractivité avec un radar équipée d'un émetteur à magnétron. Dans ce chapitre on en donne une description plus détaillée et complète que celle présentée dans la publication soumise au JAOT « Atmospheric and Oceanic Technology » (Boudjabi et al., 2010). Cette publication rassemble les résultats expérimentaux de validation de cette formulation, réalisés dans le cadre du présent travail de thèse. Ces résultats sont aussi décrits dans les chapitres suivants.

4.2. Rappel des équations de base pour la mesure de la réfractivité avec un émetteur à klystron

Comme on l'a déjà mentionné au chapitre 3, et à partir de l'équation (IV.2), la phase est égale à $(4\pi f r)/c$, plus un second terme qui dépend de N , beaucoup plus petit que le premier. A partir de là, on constate que des très petites variations de r (de l'ordre de $\lambda/2$, équivalent à 2,5cm pour le radar en bande-C) vont entraîner des variations de phase de l'ordre de 2π ce qui peut générer des problèmes d'ambiguïté. Avoir une telle exactitude sur la distance r avec des cibles éloignées de quelques kilomètres, alors que la résolution en distance du radar est plutôt de 100m, n'est évidemment pas réalisable, et par conséquent l'équation (IV.2) ne permet pas de mesurer la réfractivité N en absolu.

Pour contourner le problème, et comme on l'a détaillé dans le chapitre 3, Fabry et al. (1997) suggère de calculer la différence de phase $\Delta\phi(t, t_{ref})$ entre deux instants différents $[t$ et $t_{ref}]$ pour une cible fixe située à une distance r du radar. A partir de (IV.2), on obtient:

$$\Delta\phi(r, t, t_{ref}) = \phi(r, t) - \phi(r, t_{ref}) = \frac{4\pi f 10^{-6}}{c} \int_0^r [N(x, t) - N(x, t_{ref})] dx \quad (IV.3)$$

Dans cette formule, le premier terme de l'équation (IV.2) disparaît. Si en plus on suppose que N est homogène le long du trajet r , (IV.3) devient :

$$\Delta\phi(r, t, t_{ref}) = \frac{4\pi f 10^{-6}}{c} r [N(t) - N(t_{ref})] \quad (IV.4)$$

Pour obtenir une mesure de réfractivité locale, Fabry (2004) a suggéré de différencier la phase $\Delta\phi(r, t, t_{ref})$ en fonction de la distance: la variation de phase entre deux signaux provenant de deux cibles fixes alignées et situées respectivement à des distances r_1 et r_2 du radar, est donnée par (analogue à formule III.11):

$$\begin{aligned} \Delta\phi(r_2, t, t_{ref}) - \Delta\phi(r_1, t, t_{ref}) &= \frac{4\pi f 10^{-6}}{c} \int_{r_1}^{r_2} [N(x, t) - N(x, t_{ref})] dx \\ &\approx \frac{4\pi f 10^{-6}}{c} [N(r, t) - N(r, t_{ref})] [r_2 - r_1] \end{aligned} \quad (IV.5)$$

en supposant que r_1 et r_2 sont assez proches pour avoir une réfractivité homogène entre r_1 et r_2 . Dans ce cas, il faut que les deux cibles fixes choisies soient rigoureusement à la même altitude et au même azimut du radar. Alors la différence de phase obtenue est proportionnelle à la distance qui sépare les deux cibles ($r_2 - r_1$), au lieu d'être proportionnelle à la distance r comme indiqué dans l'équation (IV.4).

4.3. Les équations de base pour la mesure de la réflectivité avec un émetteur à magnétron

4.3.1. Les caractéristiques du récepteur pour un radar à magnétron

Le récepteur d'un radar à magnétron (Figure IV.1) se compose de deux canaux identiques : le premier est utilisé pour le signal reçu $S_{RX}(\tau)$, et le second pour le signal émis $S_{TX}(\tau)$, ce dernier est une petite partie de l'impulsion émise dérivée par un coupleur.

Le signal est mélangé avec un oscillateur stable (STALO) produit par un synthétiseur dont la fréquence est ajustée pour être proche de $(f + 30 \text{ MHz})$. Après ce mélange, une fréquence intermédiaire voisine de 30MHz est numérisée par une horloge à 40 MHz. Ce signal est traité par un récepteur numérique (transposition autour d'une fréquence nulle, et filtrage), afin de fournir des signaux de base I et Q autour d'une fréquence nulle.

Le synthétiseur et le récepteur numérique utilisent la même horloge de référence, de sorte que les deux transpositions de fréquence (mélange au STALO, et transposition numérique) sont équivalentes à une transposition de fréquence unique. En utilisant un oscillateur local unique (Lo), le résultat est un signal de fréquence proche de zéro. Une unité de contrôle automatique de la fréquence (CAF) utilise le deuxième canal du récepteur pour mesurer la phase de l'impulsion transmise S_{TX} , et l'analyse spectrale de ce signal moyennée sur 1 seconde nous permettra d'obtenir la fréquence à l'émission.

La mesure de la phase du signal émis est utilisée pour corriger les variations de phase liées aux variations du magnétron. La mesure de la fréquence est utile pour adapter la fréquence de l'oscillateur local aux variations de la fréquence du magnétron. Afin d'éviter les distorsions de pulse, les filtres utilisés dans le récepteur, sont de type Bessel, qui produisent un pur retard, sans déformation de la phase du signal reçu.

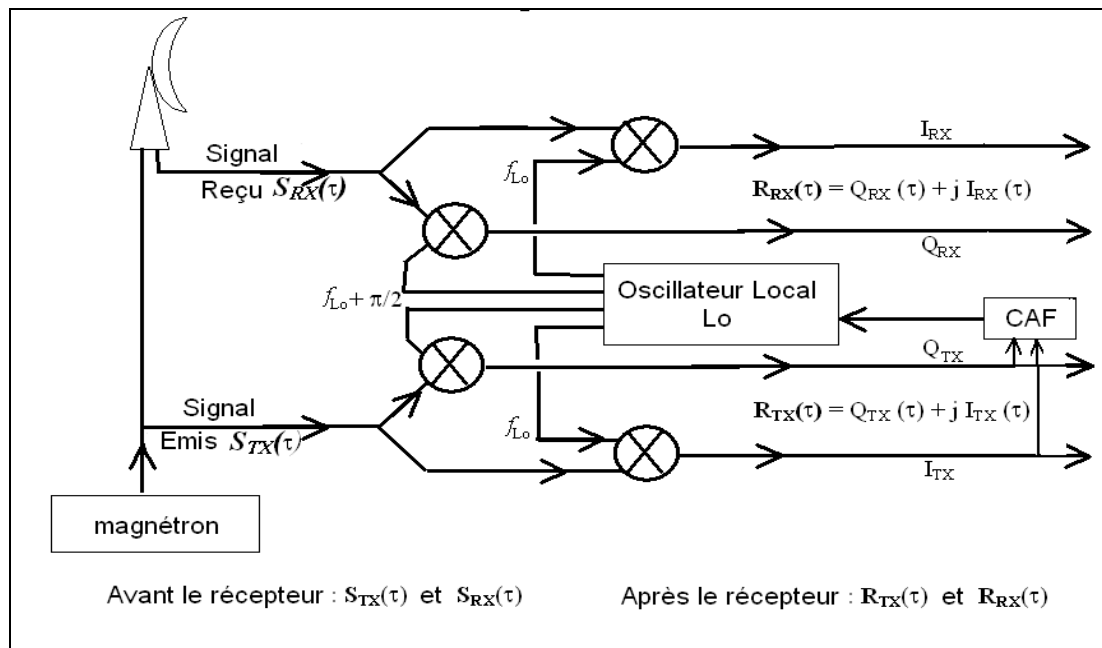


Figure IV.1 : schéma simplifié du récepteur d'un radar équipé d'un émetteur à magnétron

4.3.2. Formulation théorique

4.3.2.1. La phase d'un signal reçu d'une cible fixe après l'émission du magnétron

Avec un radar à magnétron, la fréquence transmise $f(t)$, et la fréquence de l'oscillateur local $f_{Lo}(t)$, varient dans le temps, et nous ne pouvons pas supposer que $f_{Lo}(t)$ est strictement égal à $f(t)$. Par conséquent, la fréquence $[f(t) - f_{Lo}(t)]$ des signaux de base à partir desquelles la phase du signal est mesurée n'est pas exactement nulle, et sa phase dépend donc de l'instant d'échantillonnage. En supposant que le temps d'échantillonnage du signal τ_{sam} ne coïncide pas avec le délai de groupe τ , cela implique que la phase mesurée peut être affectée. En prenant en compte ces différents points, le développement effectué par Parent du Châtelet et Boudjabi (2008), a permis de donner la formulation de la phase $\phi(\tau_{sam}, t)$ d'un signal:

- émis à une fréquence $f(t)$,
- réfléchi par une cible unique éloignée située à une distance r du radar,
- mélangé à un oscillateur local d'une fréquence $f_{Lo}(t)$,
- échantillonné à l'instant τ_{sam} après l'instant d'émission.

Le schéma de la figure (IV.2) représente la forme du signal avant et après le récepteur, c'est à dire avant et après la multiplication avec l'oscillateur local. On suppose que l'impulsion émise est une sinusoïde modulée par une fonction rectangle :

$$S_{Tx}(\tau) = \exp [2\pi j f \tau] \quad \text{Pour } \tau \in [0, \tau_{pulse}] \quad (\text{IV.6})$$

où τ est le retard après le début de l'impulsion émise et τ_{pulse} est la durée de l'impulsion, qui comporte plusieurs milliers de périodes (10 000 pour une impulsion qui dure 2 μ s).

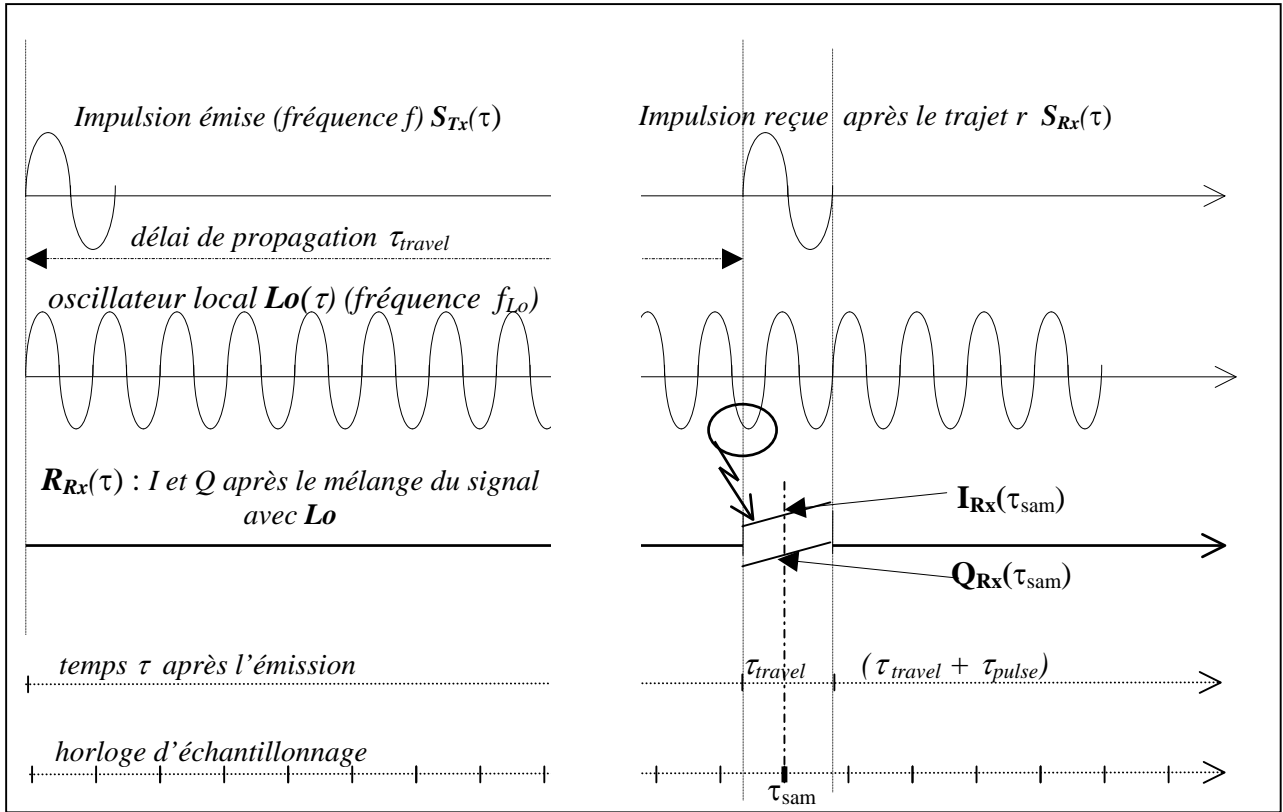


Figure IV.2 : Schéma qui représente le principe de l'impulsion émise $S_{Tx}(\tau)$ d'une durée τ_{pulse} , et du signal $S_{Rx}(\tau)$, reçu d'une cible fixe éloignée. Ce dernier signal est une réplique exacte de l'impulsion émise, sans changement de phase, mais avec un retard de propagation τ_{travel} . Après le mélange avec l'oscillateur local, la phase du signal $R_{Rx}(\tau)$ à l'instant τ_{travel} dépend de la phase de l'oscillateur local au même instant τ_{travel} . La variation de $I_{Rx}(\tau)$ et $Q_{Rx}(\tau)$ dans l'impulsion reçue (c'est à dire entre τ_{travel} et $\tau_{travel} + \tau_{pulse}$) est due à la différence entre la fréquence émise et la fréquence de l'oscillateur local. Ce signal est prélevé à l'instant d'échantillonnage τ_{sam} légèrement différent de τ_{travel} , et cette différence entraîne une erreur sur la mesure de phase.

- **Avant le récepteur**

Réfléchi par un écho fixe, par exemple un mur vertical, le signal reçu par le récepteur $S_{Rx}(\tau)$, est une réplique exacte de l'impulsion transmise avec la même fréquence et la même phase, retardé seulement par un temps τ_{travel} qui est le temps nécessaire à l'onde pour faire un aller-retour entre le radar et la cible. L'amplitude de ce signal A dépend de divers paramètres (type de cible visée, distance entre la cible et le radar, gain de l'antenne,...) :

$$S_{Rx}(\tau) = A S_{Tx}(\tau - \tau_{travel}) = A \exp[2\pi j f(\tau - \tau_{travel})] \text{ Pour } \tau \in [\tau_{travel}, \tau_{travel} + \tau_{pulse}] \quad (\text{IV.7})$$

Le temps τ_{travel} dépend du trajet parcouru par l'onde électromagnétique, et dépend également de l'indice de réfraction entre le radar et la cible. Il est important de noter que le retard et donc la phase du signal est uniquement du à la propagation et ne dépend pas de la fréquence du signal. A l'instant τ_{travel} , au début de l'impulsion reçue, la phase du signal reçu $S_{Rx}(\tau)$ est exactement égale à la phase du signal émis $S_{Tx}(\tau)$ pour $\tau = 0$.

- **Après le récepteur**

L'oscillateur local $Lo(\tau)$ est un signal sinusoïdal d'une fréquence f_{Lo} très proche de la valeur de la fréquence transmise f :

$$Lo(\tau) = \exp[2\pi j f_{Lo} \tau] \quad \text{avec } \tau \in [-\infty, +\infty] \quad (IV.8)$$

A la sortie du récepteur et après la multiplication du signal avec l'oscillateur local, le signal devient :

$$R_{Rx}(\tau) = S_{Rx}(\tau) Lo^*(\tau) \quad \text{où } * \text{ dénote le complexe conjugué} \quad (IV.9)$$

En utilisant (IV.7), (IV.8) et (IV.9), on obtient :

$$R_{Rx}(\tau) = A \exp[2\pi j (f\tau - f\tau_{travel} - f_{Lo}\tau)] \quad \text{pour } \tau \in [\tau_{travel}, \tau_{travel} + \tau_{pulse}] \quad (IV.10)$$

C'est un signal sinusoïdal ; la durée de l'impulsion correspond à τ_{pulse} ; sa fréquence est $(f - f_{Lo})$. Ce signal est échantillonné à l'instant τ_{sam} qui est décalé par rapport à l'instant τ_{travel} .

La phase $\phi(\tau_{sam})$ est donnée par l'argument de $R_{Rx}(\tau)$ pour $\tau = \tau_{sam}$:

$$\phi(\tau_{sam}) = 2\pi (f\tau_{sam} - f\tau_{travel} - f_{Lo}\tau_{sam}) \quad (IV.11)$$

Cette formule exprime simplement la phase d'un signal sinusoïdal transmis avec une fréquence f , multiplié par le signal sinusoïdal de l'oscillateur local après un temps de propagation τ_{travel} , et échantillonné à l'instant τ_{sam} . Les quantités ϕ, f, f_{Lo} et τ_{travel} s'expriment en fonction du temps t de la mesure : $\phi(\tau_{sam}, t), f(t), f_{Lo}(t)$ et $\tau_{travel}(t)$.

Pour indiquer l'effet des variations de la réfractivité durant le temps de propagation τ_{travel} , une réfractivité standard « $\langle N \rangle$ » est définie par la réfractivité dans des conditions standards de température, de pression et d'humidité :

$$n(x, t) = 1 + 10^{-6} N(x, t) = 1 + 10^{-6} [\langle N \rangle + \delta N(x, t)] \quad (IV.12)$$

(IV.1) devient :

$$\tau_{travel}(r, t) = \frac{2}{c} \int_0^r n(x, t) dx = \frac{2r}{c} (1 + 10^{-6} \langle N \rangle) + \frac{2 \cdot 10^{-6}}{c} \int_0^r \delta N(x, t) dx \quad (IV.13)$$

En utilisant (IV.11) et (IV.13) nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} \phi(\tau_{sam}, t) &= 2\pi \left[-f_{Lo}(t)\tau_{sam} + f(t)\Delta\tau - f(t)\Delta\tau_N(\tau_{sam}, t) \right] \\ \text{avec } \Delta\tau &= \tau_{sam} - \frac{2r}{c} - \frac{2r}{c} 10^{-6} \langle N \rangle \\ \text{et } \Delta\tau_N(\tau_{sam}, t) &= \frac{2 \cdot 10^{-6}}{c} \int_0^r \delta N(x, t) dx \end{aligned} \quad (IV.14)$$

La phase $\phi(\tau_{sam}, t)$ est la somme de trois termes, dont chacun est le produit d'une fréquence par un retard :

- dans le premier terme, dit «terme d'oscillateur local », f_{Lo} est multiplié par un temps d'échantillonnage τ_{sam} (τ_{sam} peut atteindre 200 μ s). f_{Lo} et τ_{sam} sont tous les deux connus avec précision, et une correction de l'effet de ce premier terme peut ainsi être appliquée;
- dans le deuxième terme, dit «terme résiduel », $f(t)$ est multiplié par $\Delta\tau$, où $\Delta\tau$ est la différence entre le temps d'échantillonnage et le temps de propagation dans les conditions standard. C'est une valeur constante inférieure à 2 μ s. Elle dépend de la caractéristique intrinsèque de chaque écho de sol et de sa position bien définie;
- dans le troisième terme, dit «terme de réfractivité », la fréquence $f(t)$ est multipliée par un retard lié à l'écart de réfractivité le long du trajet par rapport aux conditions standards. Même pour des grandes variations (jusqu'à 100 unités de N), et pour une distance importante de 30 kilomètres, ce retard reste inférieur à 0.02 μ s.

A partir de là on constate que:

- (i) si $f_{Lo}(t) = f(t)$, l'équation (IV.14) se réduit à l'équation (IV.2) pour le cas d'un radar à klystron ;
- (ii) le « terme résiduel » n'est probablement pas toujours négligeable ;
- (iii) τ_{sam} , qui est le facteur temporel du premier terme, est 100 fois plus grand que le facteur temporel $\Delta\tau$ du second terme, lui même encore 100 fois plus grand que celui du troisième terme $\Delta\tau_N$. Le « terme d'oscillateur local » est donc beaucoup plus important que les deux autres, et la phase du signal dépend beaucoup plus de la variation de la fréquence d'oscillateur local que de la variation de la fréquence émise. Ce résultat inattendu est facile à comprendre si nous considérons que, pendant le temps de propagation τ_{travel} qui correspond à un temps d'aller-retour entre le radar et la cible, la phase de l'oscillateur local est donnée par ($\phi_{Lo} = 2\pi f_{Lo} \tau$), tandis que le signal lui-même est simplement retardé par le temps de propagation τ_{travel} . Afin d'évaluer avec plus de précision les sources d'erreurs, nous différencions l'équation (IV.14) pour obtenir l'erreur sur la phase $\phi(\tau_{sam}, t)$, en fonction des erreurs causées par $f_{Lo}(t)$ et $f(t)$:

$$\delta\phi(\tau_{sam}, t) = 2\pi \tau_{sam} \delta f_{Lo}(t) + 2\pi \Delta\tau \delta f(t) + 2\pi \Delta\tau_N(\tau_{sam}, t) \delta f(t) \quad (IV.15)$$

Prenant des valeurs maximales réalistes : 200 μ s pour τ_{sam} , 2 μ s pour $\Delta\tau$ et 0.02 μ s pour $\Delta\tau_N(\tau_{sam}, t)$, nous pouvons grossièrement estimer qu'une erreur de 10^{-8} pour f_{Lo} ou 10^{-6} sur f , mènent toutes les deux à la même erreur de 4° sur la phase $\phi(\tau_{sam}, t)$. Dans ce calcul on suppose que τ_{sam} reste constant. Dans le cas contraire d'une erreur sur τ_{sam} , il faudrait ajouter le terme $d\tau_{sam} f_{Lo}$ à l'équation IV.15, et cette erreur pourrait devenir prépondérante en raison de la multiplication par f_{Lo} . Cet effet n'a pas été constaté sur les données du radar de Falaise, probablement parce que l'horloge d'échantillonnage et l'oscillateur local sont fabriqués à partir de la même référence très stable.

Pour obtenir cette précision de 4° sur la phase, la fréquence $f(t)$ du magnétron doit être mesurée avec une exactitude relative de 10^{-6} , c'est à dire de l'ordre de 5 kilohertz. Ceci peut être réalisé sur le signal émis avec des méthodes standard comme l'identification de la

position de la raie spectrale du signal émis, ou simplement par la dérivation temporelle de la phase du signal émis, moyennée pendant quelques secondes.

4.3.2.2. La différence de phase entre deux instants (t et t_{ref})

À partir de l'équation (IV.14), il est facile d'obtenir l'expression de la différence de phase $\Delta\phi(\tau_{sam}, t, t_{ref})$ d'un signal mesuré à l'instant t , et à l'instant de référence t_{ref} , tous deux échantillonnés au même temps τ_{sam} :

$$\Delta\phi(\tau_{sam}, t, t_{ref}) = 2\pi \left[\begin{aligned} & -[f_{Lo}(t) - f_{Lo}(t_{ref})]\tau_{sam} \\ & + [f(t) - f(t_{ref})]\Delta\tau \\ & - (f(t)\Delta\tau_N(\tau_{sam}, t) - f(t_{ref})\Delta\tau_N(\tau_{sam}, t_{ref})) \end{aligned} \right]$$

(IV.16)

Un simple calcul montre qu'on peut remplacer $f(t)$ par $f(t_{ref})$ pour simplifier le troisième terme de l'équation (IV.16). En effet, en posant $f(t) = f(t_{ref}) + \Delta f$, ce terme devient:

$$-f(t_{ref})[\Delta\tau_N(\tau_{sam}, t) - \Delta\tau_N(\tau_{sam}, t_{ref})] - \Delta f \Delta\tau_N(\tau_{sam}, t) \quad (IV.17)$$

Même en prenant des valeurs extrêmes de 500 kHz pour Δf , et de 0.02 μs pour $\Delta\tau_N$, leur produit reste très faible et le second terme de (IV.17) peut être négligé sans conduire à des erreurs significatives. De ce fait (IV.16) devient:

$$\Delta\phi(\tau_{sam}, t, t_{ref}) = 2\pi \left[\begin{aligned} & -[f_{Lo}(t) - f_{Lo}(t_{ref})]\tau_{sam} \\ & + [f(t) - f(t_{ref})]\Delta\tau \\ & - f(t_{ref})[\Delta\tau_N(\tau_{sam}, t) - \Delta\tau_N(\tau_{sam}, t_{ref})] \end{aligned} \right] \quad (IV.18)$$

En prenant en compte la définition de $\Delta\tau_N(\tau_{sam}, t)$ donnée dans l'équation (IV.14), le troisième terme de l'équation (IV.18) peut également être exprimé en fonction de $N(x, t)$:

$$\Delta\tau_N(\tau_{sam}, t) - \Delta\tau_N(\tau_{sam}, t_{ref}) = \frac{2 \times 10^{-6}}{c} \int_0^r [N(x, t) - N(x, t_{ref})] dx \quad (IV.19)$$

L'équation (IV.18) a la même forme que l'équation (IV.14) : la différence de phase $\Delta\phi$ est la somme de trois termes:

- le premier « terme d'oscillateur local » est le produit de $[f_{Lo}(t) - f_{Lo}(t_{ref})]$ par τ_{sam} . Il est parfaitement connu ;
- le deuxième « terme résiduel » est le produit de $[f(t) - f(t_{ref})]$ par la constante inconnue $\Delta\tau$. Pour les valeurs extrêmes de 400 kilohertz et de 2 μs pour respectivement $[f(t) - f(t_{ref})]$ et $\Delta\tau$, ce deuxième terme peut entraîner des variations de phases $\Delta\phi$ de l'ordre de 200° ou de 300°. Il n'est pas donc toujours négligeable ;
- le troisième « terme de réfractivité » est le produit de $f(t_{ref})$ par $[\Delta\tau_N(t) - \Delta\tau_N(t_{ref})]$, défini comme un retard de propagation causé par la variation de la réfractivité entre deux instants différents t et t_{ref} .

A noter, quand $f(t)=f(t_{ref})=f_{Lo}(t)=f_{Lo}(t_{ref})$, nous sommes dans le cas d'un radar à klystron. Les deux premiers termes de l'équation (IV.18) disparaissent et cette équation devient strictement équivalente à l'équation (IV.3).

4.3.2.3. La dérivée spatiale de la phase avec la distance r

D'après la méthode définie par Fabry (2004), l'équation (IV.5) donne l'expression de la dérivée spatiale de la différence de phase entre deux instants (t, t_{ref}) . Pour le cas d'un radar de magnétron, nous considérons deux échos:

- le premier écho, échantillonné à l'instant τ_{sam1} , correspond à une cible située à la distance r_1 ,
- le deuxième écho, échantillonné à l'instant τ_{sam2} , correspond à une cible située à la distance r_2 .

Comme montré dans l'équation (IV.14), les signaux provenant de ces échos sont affectés par les retards résiduels inconnus $\Delta\tau_1$ et $\Delta\tau_2$. Si on suppose que la réfractivité $N(x,t)$ est localement homogène entre r_1 et r_2 , on a donc :

$$\int_0^{r_2} N(x,t)dx - \int_0^{r_1} N(x,t)dx = [r_2 - r_1]N(r,t), \text{ avec } r = (r_1 + r_2)/2.$$

A partir des équations (IV.18) et (IV.14), on obtient :

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{2,1}(t, t_{ref}) &= \Delta\phi_2(\tau_{sam2}, t, t_{ref}) - \Delta\phi_1(\tau_{sam1}, t, t_{ref}) \\ &= -2\pi \left[\begin{aligned} &+ [f_{Lo}(t) - f_{Lo}(t_{ref})] [\tau_{sam2} - \tau_{sam1}] \\ &- [f(t) - f(t_{ref})] [\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1] \\ &+ f(t_{ref}) \frac{2 \times 10^{-6}}{c} [r_2 - r_1] [N(r,t) - N(r, t_{ref})] \end{aligned} \right] \end{aligned} \quad (IV.20)$$

En utilisant la définition de $\Delta\tau$ dans l'équation (IV.14), $[r_2 - r_1]$ peut être exprimé en fonction de $\Delta\tau_1$, $\Delta\tau_2$, τ_{sam1} et τ_{sam2} par :

$$r_2 - r_1 = \frac{c (\tau_{sam2} - \tau_{sam1} - \Delta\tau_2 + \Delta\tau_1)}{2 < n >} \quad (IV.21)$$

avec $<n> = 1 + 10^{-6} <N>$ l'indice de réfraction dans les conditions standards.

En introduisant l'expression (IV.21) dans (IV.20), on obtient :

$$\Delta\Phi_{2,1}(t, t_{ref}) = -2\pi \left[\begin{aligned} &+ [f_{Lo}(t) - f_{Lo}(t_{ref})] [\tau_{sam2} - \tau_{sam1}] \\ &- [f(t) - f(t_{ref})] [\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1] \\ &+ f(t_{ref}) \frac{10^{-6}}{<n>} [\tau_{sam2} - \tau_{sam1} - \Delta\tau_2 + \Delta\tau_1] [N(r,t) - N(r, t_{ref})] \end{aligned} \right] \quad (IV.22)$$

La formule (IV.22) présente la même structure que les équations (IV.14) et (IV.18) avec les trois termes: «terme d'oscillateur local», «terme résiduel», et «terme de réfractivité». La correction du premier terme nous permettra d'estimer la variation de la réfractivité locale

entre deux instants de mesure t et t_{ref} , à partir de la différence de phase ($\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1$) mesurée aux mêmes instants.

Afin d'évaluer l'erreur sur la mesure de la différence de phase, nous pouvons grossièrement estimer l'erreur causée par chaque terme de l'équation (IV.22) :

- **Cas du CAF non instantané**

Prenons par exemple un radar en bande C. Avec une distance radiale de 3 km entre les deux cibles ce qui correspond à $(\tau_{sam2} - \tau_{sam1}) = 20\mu s$, une variation de f_{Lo} de l'ordre de 50kHz pourra entraîner un changement de phase de l'ordre de 2π , à cause du terme de d'oscillateur local. Pour le deuxième terme, des valeurs extrêmes de $2\mu s$ pour $(\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1)$, et de 500kHz pour $(f(t) - f(t_{ref}))$ peuvent également entraîner une variation de phase de l'ordre de 2π .

- **Cas du CAF instantané**

Si le décalage de la fréquence d'émission $f(t)$ est corrigé instantanément par le rattrapage de l'oscillateur local $f_{Lo}(t)$, c'est à dire si $f_{Lo}(t) = f(t)$ et $f_{Lo}(t_{ref}) = f(t_{ref})$. Alors l'équation (IV.22) devient :

$$\begin{aligned} \Delta\phi(\tau_{sam2}, t, t_{ref}) - \Delta\phi(\tau_{sam1}, t, t_{ref}) &= -2\pi \left[\begin{aligned} & (f(t) - f(t_{ref})) (\tau_{sam2} - \tau_{sam1} - \Delta\tau_2 + \Delta\tau_1) \\ & + f(t) 10^{-6} (\tau_{sam2} - \tau_{sam1} - \Delta\tau_2 + \Delta\tau_1) (N(r, t) - N(r, t_{ref})) \end{aligned} \right] \\ &= -2\pi (\tau_{sam2} - \tau_{sam1} - \Delta\tau_2 + \Delta\tau_1) \times \left[(f(t) - f(t_{ref})) + f(t) 10^{-6} (N(r, t) - N(r, t_{ref})) \right] \end{aligned} \quad (IV.23)$$

On constate que la variation de phase ne dépend plus de la fréquence de l'oscillateur local, mais plutôt de la variation de la fréquence du magnétron, évidemment moins bien connue que celle de l'oscillateur local, et l'équation (IV.23) sera équivalente à l'équation (IV.5) seulement si:

- $(\tau_{sam2} - \tau_{sam1} - \Delta\tau_2 + \Delta\tau_1) = 2(r_2 - r_1)/c$, c'est à dire si la porte échantillonnée correspond exactement au retard dû à la distance r , ou bien si la quantité $(\tau_{sam2} - \tau_{sam1})$ est largement supérieure à $(\Delta\tau_2 + \Delta\tau_1)$;
- la variation de fréquence $(f(t) - f(t_{ref}))$ entre les deux instants t et t_{ref} est connue avec une très bonne précision, de quelques kHz.

Comme indiqué précédemment, pour un radar en bande C, avec une distance radiale $[r_2 - r_1] = 3$ km, ce qui correspond à $(\tau_{sam2} - \tau_{sam1}) = 20\mu s$, et pour $\Delta\tau_2 = \Delta\tau_1 \approx 2\mu s$, une variation temporelle de fréquence de l'ordre de 50 kHz peut entraîner une ambiguïté sur la phase de 2π et donc un repliement. Pour éviter ce problème, il faut que la fréquence du magnétron soit connue avec une très bonne précision de l'ordre de 10^{-8} , ce qui n'est pas facile à obtenir avec tous les radars.

- **Cas du klystron**

Quand $f(t) = f(t_{ref}) = f_{Lo}(t) = f_{Lo}(t_{ref})$, les premier et deuxième termes disparaissent et l'équation (IV.22) sera équivalente à l'équation (IV.5). On ne peut négliger $\Delta\tau_1$ et $\Delta\tau_2$ dans cette expression que si la porte échantillonnée correspond exactement au retard dû à la

distance r . C'est ainsi que « le terme $\Delta\tau$ » existe même avec un radar à klystron, ce qui peut se traduire par une erreur relative de 10 à 30% s'il n'est pas pris en compte.

4.4. Conclusion

Dans ce chapitre, on a établi les expressions analytiques de la phase $\phi(\tau)$ d'un signal radar généré par un émetteur à magnétron et réfléchi par une cible fixe éloignée. Dans ce cas, la fréquence de l'oscillateur local $f_{Lo}(t)$ peut être différente de la fréquence émise $f(t)$, et le temps d'échantillonnage (τ_{sam}) peut être différent du temps de propagation (τ_{travel}). Ces formulations sont données pour : (i) la phase du signal reçu d'une cible fixe, (ii) la différence de phase entre l'instant t et l'instant de référence t_{ref} , et (iii) la dérivée spatiale de cette différence de phase. Ces trois expressions montrent que:

- La phase dépend plus de la variation de la fréquence d'oscillateur local au cours du temps, que de la variation de la fréquence émise. La formulation classique ($\phi=2\pi f \tau$) doit plutôt être remplacée par ($\phi=2\pi f_{Lo} \tau$).
- Pour avoir une bonne précision sur la mesure de la phase, la précision de mesure de la fréquence de l'oscillateur local doit être 100 fois meilleure que celle de la fréquence du magnétron. Par exemple pour un radar en bande C (5.6 GHz), à une portée de 30 km, la précision de mesure de $f_{Lo}(t)$ doit être de l'ordre de 10^{-8} , alors que pour la fréquence émise $f(t)$ elle doit être de l'ordre de 10^{-6} , ce qui nous mène à une erreur de phase de l'ordre de 3° .

A partir de ces expressions analytiques, on peut en déduire la correction à réaliser pour corriger de l'effet du changement de phase causé par les variations de l'oscillateur local.

Un facteur additionnel, appelé « terme résiduel » doit être pris en compte. Il est proportionnel à la différence des temps d'échantillonnage ($\tau_{sam2}-\tau_{sam1}$), et à la différence ($\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1$). Les constantes $\Delta\tau$ sont inconnues et caractéristiques de chaque écho fixe et de chaque instant d'échantillonnage. Elles peuvent entraîner des erreurs de phase significatives. On proposera au chapitre V une méthode pour la caractériser.

- Pour tous les radars (klystron, magnétron,...), dans la formule IV.19, l'élément différentiel (r_2-r_1) utilisé dans le calcul de la dérivée spatiale de la phase est proportionnel à $(\tau_{sam2}-\tau_{sam1}-\Delta\tau_2+\Delta\tau_1)c/2$, et non pas à $(\tau_{sam2}-\tau_{sam1})c/2$. La différence entre ces deux expressions est d'autant plus importante que les pixels sont proches, et les erreurs résultantes sur la variation de la réflectivité peuvent être significatives. C'est la raison pour laquelle il faudrait si possible appliquer des corrections prenant en compte la valeur des $\Delta\tau$.

CHAPITRE V

LE MATÉRIEL EXPÉRIMENTAL ET LA BASE DE DONNÉES UTILISÉE

5.1. Le cadre expérimental de l'étude

5.1.1. Les données radar

5.1.2. Les données In-Situ (P, T, U) utilisées pour la validation de la réflectivité radar

5.2. Traitement de signal des données radar et problèmes techniques associés (Analyse des données radar)

5.2.1. Rappel du principe de mesure du système Castor2

5.2.2. Mesure de la phase rétro-diffusée par des cibles fixes « entre l'émission et la réception » La méthode de mesure de la phase

5.2.2.1. Mesure de la phase rétro-diffusée par des cibles fixes « entre l'émission et la réception »

5.3. Présentation du signal émis et les problèmes de désynchronisation de l'horloge d'échantillonnage et de l'horloge de numérisation

5.4. Problème d'instabilité de l'angle d'Azimut

5.5. Problème de saturation du signal reçu d'une cible fixe

5.6. L'impact des échos de pluie sur la stabilité de la mesure

5.7. Conclusion

5.1. Le cadre expérimental de l'étude

5.1.1. Les données radar

Pour la mise au point de la méthode de mesure de réflectivité N , on a choisi le radar de Falaise de type bande-C à magnétron équipé du système de calcul Castor2 de Météo France.

Ce radar se trouve dans la région de Normandie à 200km au Nord-Ouest de Paris. Durant cette étude on a travaillé sur deux secteurs ou zones d'observation: le premier secteur ne contient pas beaucoup d'échos de sol, tandis que le deuxième secteur est plus large et plus riche en échos de sol.

- **Pour la zone 1**

Le radar vise les échos de sol situés dans la région nord-ouest du radar (Figure V.1),. Ce secteur correspond à une variation de l'angle d'azimut entre 335° à 350° équivalente à 1064 tirs. La distance radiale couverte est de 9600 m à partir de 1600 m du radar, couvrant 64 portes en distance séparées par 150 m. Les données ont été enregistrées suivant ce mode entre le 04 Décembre 2007 et le 30 juin 2008.

Cette série de données a été utilisée pour résoudre les problèmes techniques du radar, exposés dans ce chapitre.

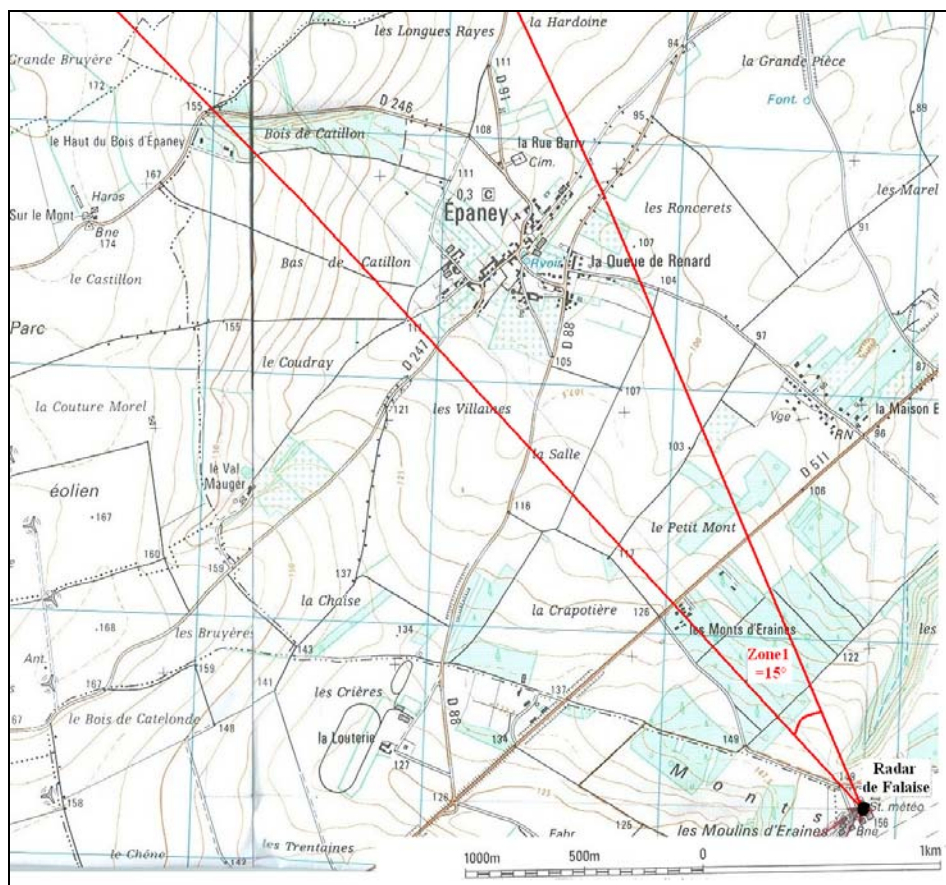


Figure V.1: La zone 1 représentée sur une carte topographique obtenue à partir de la carte IGN de la ville de Falaise, le cône en rouge délimite notre secteur d'étude, équivalent à 15° en azimut

- **Pour la zone 2**

Le radar vise les échos de sol situés au sud-ouest du radar avec un angle d'ouverture de 15° (Figure V.2), équivalent à 1064 tirs (azimut entre 206° à 221°). La distance radiale couverte est de 9600m, équivalente à 64 portes. Les données ont été enregistrées toutes les 5 minutes entre le 01 janvier 2009 et le 30 juin 2009.

A partir du 01 juillet 2009 et jusqu'en avril 2010, la taille du secteur a été doublé pour passer de 15° à 30° en azimut (secteur entre 206° et 236°), équivalent à 2000 tirs, tandis que la distance radiale est passée à 19200 m à partir de 3000 m du radar, ce qui correspond à 128 portes en distance séparées de 150 m.

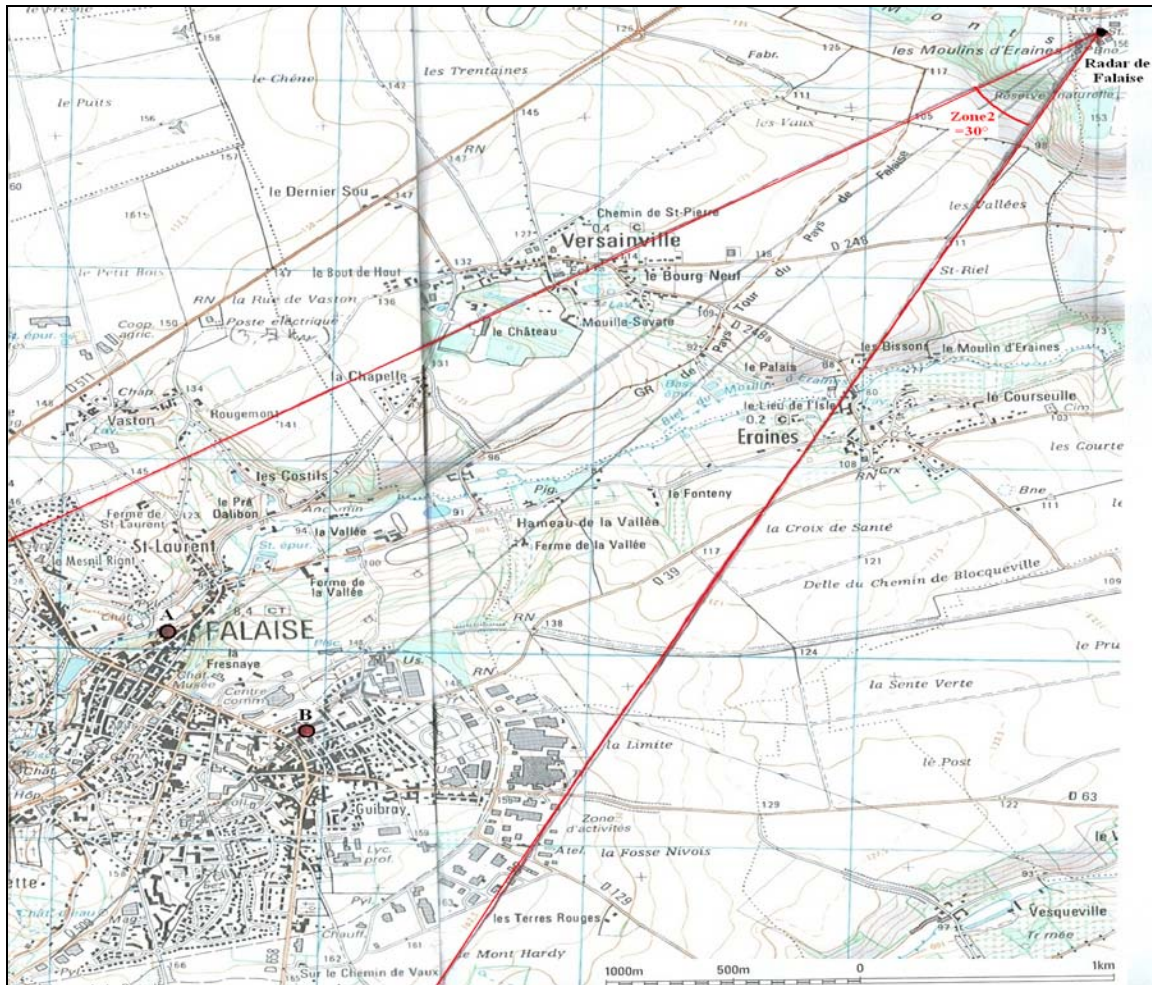


Figure V.2: La zone 2 représentée sur une carte topographique obtenue à partir de la carte IGN de la ville de Falaise, le cône en rouge délimite notre secteur d'étude, équivalent à 30° en azimut.

Les données radars brutes utilisées sont sous la forme d'une série temporelle de nombres complexes (I , Q) tir à tir. Elles sont enregistrées avec un pas de temps de 5 minutes. La PRF (Pulse Repetition Frequency) était réglée sur 333Hz, soit un tir toutes les 3ms. La durée d'émission de chaque pulse est de $2\mu s$. La vitesse de rotation de l'antenne en azimut (dans le sens des aiguilles d'une montre) est de $6^\circ/s$.

Cette nouvelle série de donnée a été utilisée pour valider la mesure de réflectivité avec le radar de Falaise, et aussi pour étudier les problèmes d'ambiguïté rencontrés lors de la validation. Les résultats obtenus sont présentés dans le chapitre (VI).

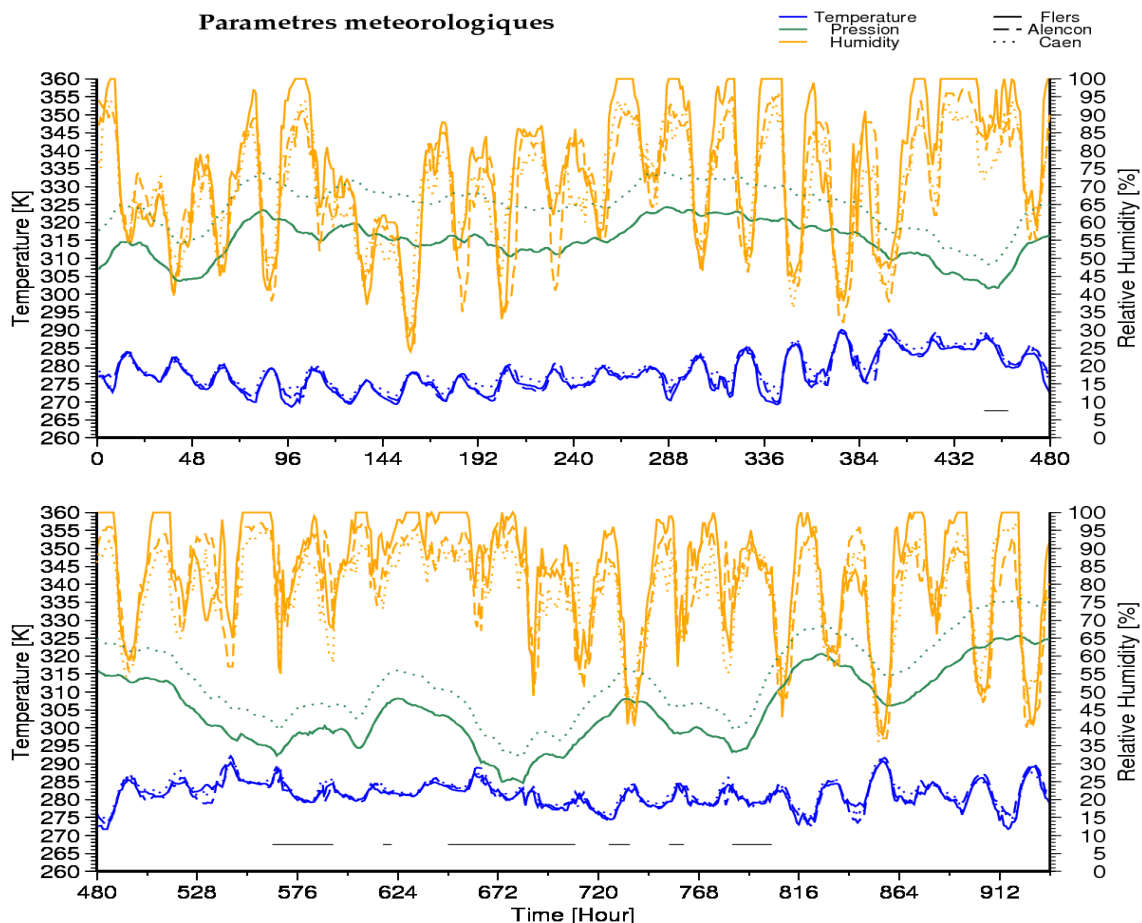
5.1.2. Les données In-Situ (P, T, U) utilisées pour la validation de la réflectivité radar

L'absence d'une station de mesure météorologique à proximité immédiate du radar de Falaise nous a incité à utiliser les données horaires d'humidité, de température, et de pression des villes de Caen (à 30km du radar), de Flers (à 25 km du radar) et d'Alençon (à 30 km du radar), pour la période du 02 mars au 09 Avril 2010.

En utilisant la formule (III.2) on peut calculer une réflectivité à partir des données In-Situ échantillonnées par les stations au sol, et la comparer avec les mesures de réflectivité obtenues par le radar.

Le bulletin climatologique mensuel obtenu sur cette région pour le mois de mars montre que le temps est globalement sec et frais jusqu'au 18, puis il devient pluvieux et doux. Sur l'ensemble du mois, et en raison d'orages observés surtout durant la dernière semaine du mois de mars, les précipitations sont très excédentaires dans le sud de la région, avec ponctuellement quelques pluies fortes. Après cette fin de mars bien arrosée, les pluies instables des 2 et 3 avril sont les seules du mois à avoir touché l'ensemble du département de l'Orne. Les températures d'avril restent douces, et proches des valeurs de saison.

La figure (V.3) montre l'évolution temporelle des paramètres météorologiques pression, température, humidité et les moments de pluie pour cette période de validation.



On remarque que les mesures de pression et de température sont bien corrélées dans les trois stations. On constate aussi que les mesures d'humidité relative de la station de Flers paraissent saturées, surtout le matin, et sont moins bien corrélées avec celles des stations de Alençon et Caen. D'après Duvernoy et al. (2000), ce comportement est typique d'un phénomène de saturation après une période de brouillard : « si l'abri est fortement mouillé par des précipitations ou par une longue période de brouillard, les erreurs liées à ce phénomène peuvent être importantes (jusqu'à 20% par excès) plus particulièrement en période de disparition du brouillard. Plus l'abri est grand plus ce phénomène dure et peut se prolonger jusqu'à deux ou trois heures, mais est généralement temporaire et assez rare ».

En plus de ces données de validation, nous avons utilisé les mesures in-situ de la station de Trappes (30 km au Sud-ouest de Paris), pour réaliser un travail de simulation. Ces mesures, effectuées avec un pas de temps d'une minute et pendant une durée de 4 ans (2005-2008), ont été utilisées pour préciser les conditions d'échantillonnage spatio-temporel de la mesure de réflectivité radar. L'objectif de cette étude était plus particulièrement d'évaluer l'occurrence d'ambiguïtés de la phase lors des événements extrêmes, par exemple « avant le déclenchement des orages et les tempêtes » voir le chapitre (VI).

5.2. Traitement de signal des données radar et problèmes techniques associés (Analyse des données radar)

5.2.1. Rappel du principe de mesure du système Castor2

Le calculateur radar Castor2 de Météo France permet la mesure des réflectivités radar des cibles atmosphériques telles que les précipitations, les mesures Doppler ainsi que les mesures de la réflectivité.

A partir du signal rétro-diffusé par une cible fixe située à une distance r du radar (voir le schéma de la figure V.4), on peut mesurer l'amplitude et la phase associées à ce dernier. Les signaux émis et reçus sont tous les deux ramenés à une fréquence intermédiaire de 30 Mhz. Ils sont numérisés par un convertisseur analogique numérique à 14 bits avec une fréquence d'échantillonnage de 40Mhz. Après décimation et filtrage, un seul échantillon parmi les 40 est sauvegardé dans le système d'acquisition du Castor2. Ceci est équivalent à effectuer un échantillonnage dans la bande de base avec une période d'échantillonnage de $1\mu s$.

La figure (V.5) illustre un échantillonnage de l'impulsion émise et reçue avec une période d'échantillonnage de $1\mu s$.

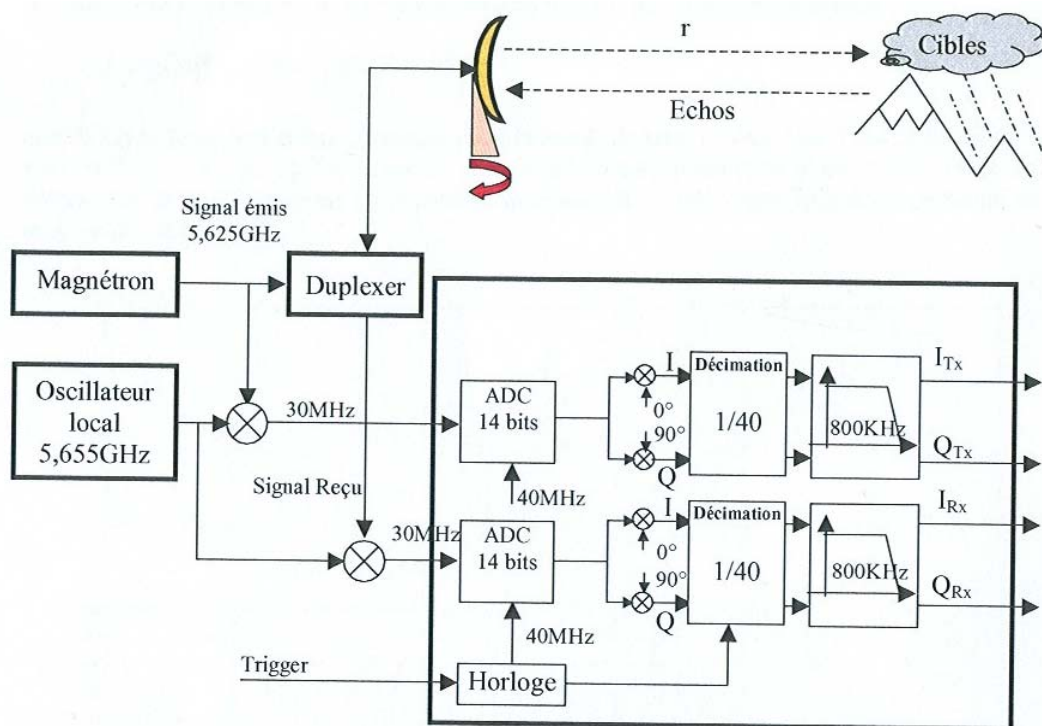


Figure V.4: Schéma de réception par un radar à magnétron muni d'un système d'acquisition Castor2.

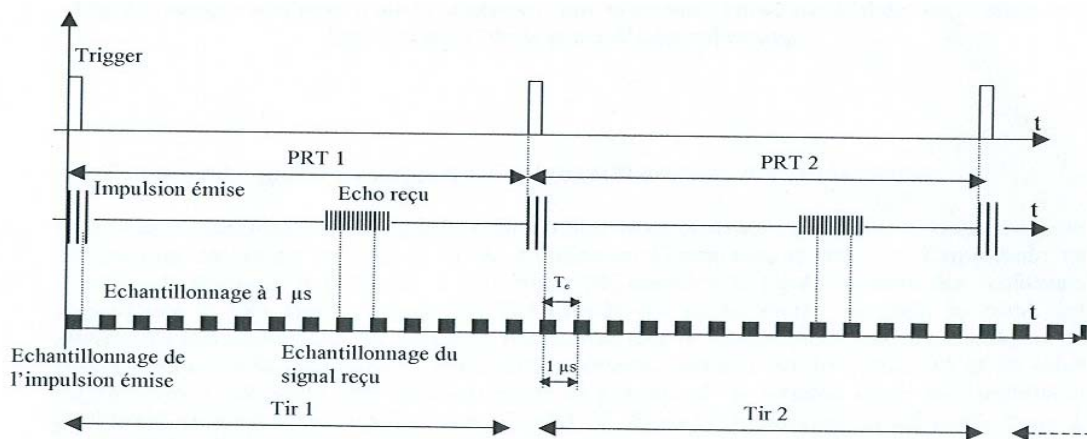


Figure V.5: Echantillonnage des signaux émis et reçu.

5.2.2. Mesure de la phase rétro-diffusée par des cibles fixes « entre l'émission et la réception »

D'après la formule (IV.19), la variation de la réflectivité locale entre deux cibles, ou entre le radar et une cible fixe, mesurée entre les instants t et t_{ref} , est accessible à partir du changement de phase entre ces deux instants. Cependant, la mesure de la phase peut rencontrer des problèmes d'ambiguïté et des erreurs de mesure qui sont liées à la qualité des données radar ou aux méthodes de calcul choisies. Par conséquent, il faut passer par plusieurs étapes de calcul et de correction sur les signaux, afin d'avoir une phase correcte et non ambiguë.

Les étapes à suivre pour estimer, en limitant l'influence du bruit, la variation de phase entre le radar et un écho de sol en temps réel et en utilisant les nombres complexes (I , Q) sont présentées dans la partie suivante.

Le traitement des données radar nous donne l'amplitude et la phase des signaux rétro-diffusés par une cible fixe, située à une distance r du radar. Les signaux échantillonnés avec une périodicité de $1\mu s$ sont représentés par deux signaux complexes : $S_{Tx}(t) = I_{Tx} + j Q_{Tx}$ pour le signal émis, et $S_{Rx}(t) = I_{Rx} + j Q_{Rx}$ pour le signal reçu d'un écho de sol.

L'amplitude et la phase relative du signal sont respectivement données par :

$$A_k = (I_k^2 + Q_k^2)^{1/2} \quad (V.1)$$

$$\phi_k = \text{Argument}(S_k) = \text{Arctg}(Q_k, I_k) \quad (V.2)$$

avec ϕ_k l'argument du nombre complexe S_k du signal, et k correspond à Tx pour le signal émis et à Rx pour le signal reçu.

- **L'algorithme temporel**

La phase relative ϕ est une différence de phase obtenue après avoir soustrait la phase du signal émis ϕ_{Tx} de celle du signal reçu ϕ_{Rx} .

Cet algorithme de calcul est dit **algorithme temporel** car on ne travaille que dans le domaine temporel. Cependant, afin de choisir une méthode de calcul de la phase plus précise, et assez rapide en temps de calcul, trois autres algorithmes de calcul ont été utilisés sur une série de donnée temporelle brutes (I , Q) prises par le radar de Falaise. Leur principe de calcul est représenté comme suit :

- **L'algorithme spectral**

La particularité de cet algorithme est de travailler dans le domaine spectral pour calculer la phase du signal émis ; tandis que pour la phase du signal reçu on travaille dans le domaine temporel.

L'argument du nombre complexe obtenu à partir de la transformé de Fourier $E_{Tx}(v)$ du signal émis $S_{Tx}(t)$ nous donnera la phase ϕ_{Tx} . On calcule ensuite la phase du signal reçu ϕ_{Rx} en retranchant cette valeur de l'argument du nombre complexe $S_{Rx}(t)$:

$$\text{Emission} \rightarrow S_{Tx}(t) \xrightarrow{\text{TF}} E_{Tx}(v) \Rightarrow \phi_{Tx} = \text{Argument}(E_{Tx})$$

$$\text{Réception} \rightarrow S_{Rx}(t) \rightarrow \phi_{Rx} = \text{Argument}(S_{Rx}) = \text{Arctg}(Q_{Rx}, I_{Rx})$$

Et la phase relative ϕ est donné par : $\phi = \phi_{Rx} - \phi_{Tx}$

- **L'algorithme de convolution**

Dans cette méthode de calcul, on ne fait aucune hypothèse sur la forme du signal émis. On calcule le produit de convolution de la réception par l'émission en multipliant le spectre du signal reçu $E_{Rx}(\nu)$, par le conjugué du spectre du signal émis $E_{Tx}(\nu)$, ensuite on revient dans le domaine temporel par la transformée de Fourier inverse. Cette opération de convolution revient à soustraire la phase de l'émission et la phase voulue est tout simplement égale à la phase du nombre complexe ainsi obtenu :

$$\begin{aligned} \text{Emission} &\rightarrow S_{Tx}(t) \xrightarrow{\text{TF}} E_{Tx}(\nu) \\ \text{Réception} &\rightarrow S_{Rx}(t) \xrightarrow{\text{TF}} E_{Rx}(\nu) \\ E_{Rx}(\nu) \otimes E_{Tx}^*(\nu) &\xrightarrow{\text{TF}^{-1}} \phi = \text{Arctg}(Q, I) \end{aligned}$$

- **L'algorithme Opérationnel**

La dernière méthode est l'algorithme utilisé par tous les radars opérationnels de Météo France pour les mesures Doppler. Elle est similaire à la méthode de calcul spectrale. La seule différence consiste en une correction effectuée sur la phase du signal émis pour prendre en compte le retard causé par les filtres opérationnels.

- **Analyse et Discussion**

Les résultats des phases obtenues à partir des quatre algorithmes de mesure (la méthode temporelle, la méthode spectrale, la méthode de convolution et la méthode opérationnelle) sont représentés dans la figure (V.6) pour 220 tirs radars consécutifs réalisés au cours de la rotation de l'antenne, et pour une porte particulière (la porte 9).

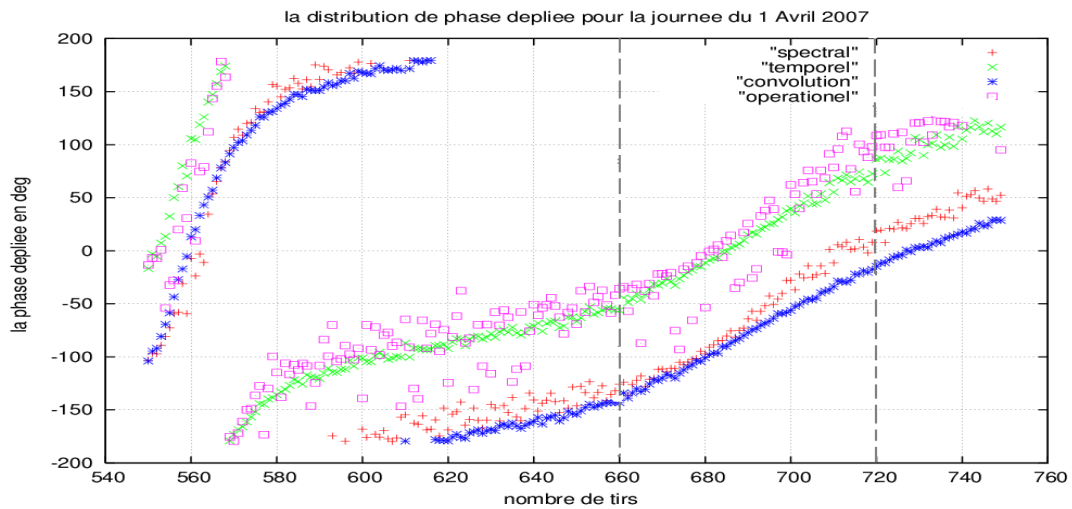


Figure V.6 : Evolution temporelle de la phase d'une cible fixe pour la journée du 1^{er} Avril 2007 à 1600UTC, calculée avec les quatre algorithmes de mesure (méthodes temporelle, spectrale, convolution et opérationnelle). Sur un intervalle de tirs fixé entre [540 ;760], ce qui correspond à un balayage de l'antenne sur 3° d'azimut, ou à un intervalle de temps de 660 ms.

Pour sélectionner le meilleur algorithme de calcul on a utilisé la procédure suivante qui estime l'écart type de la mesure : (i) on choisit un intervalle de temps qui correspond grossièrement à la largeur du lobe de l'antenne. Ceci permet de supposer que ces données correspondent à un écho fixe unique; (ii) on choisit un écho fixe pour lequel la variation de phase est grossièrement linéaire ; (iii) on réalise un ajustement linéaire sur cet intervalle de temps pour obtenir cet écart type.

A titre d'exemple pour l'intervalle de temps [tirs radar numéro 660 à 720] représenté sur la figure (V.6) par les deux lignes en pointillé, équivalent à 0.8° en angle d'azimut, on observe que les quatre courbes ont l'allure d'un segment de droite de même pente mais d'offset différent. En appliquant la méthode des moindres carrés, nous avons effectué un ajustement linéaire pour chacune de ces courbes et ainsi obtenu une pente, un offset (ordonnée à l'origine), et un écart type (résidu de l'ajustement). Les pentes permettent de s'assurer d'un comportement cohérent entre les différents algorithmes, et l'écart type permet d'évaluer la précision de la mesure de la phase.

Les résultats de la pente et de l'écart type, obtenus durant les 8 premières heures de la journée du 1^{er} avril 2007 sont présentés sur les figures (V.7 et V.8):

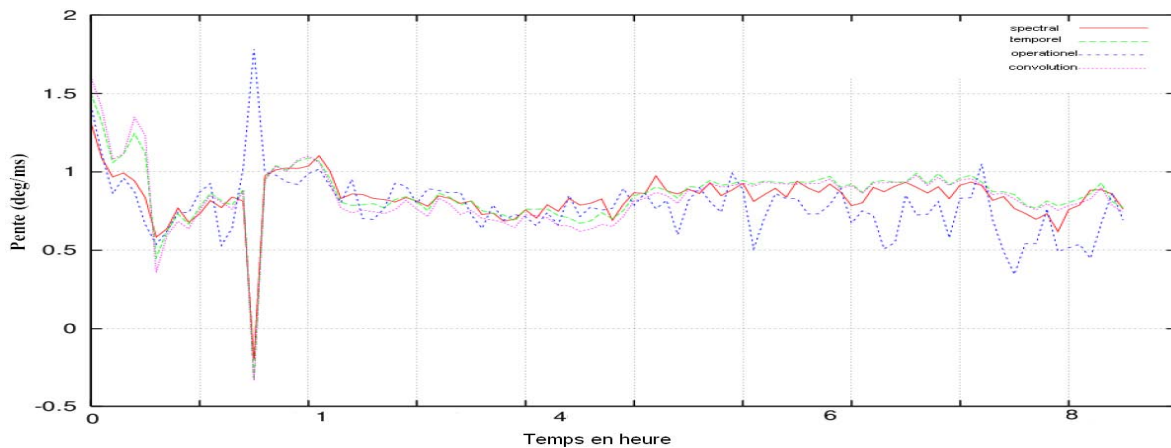


Figure V.7: Evolution temporelle de la pente en (deg/ms) de la phase calculée avec les quatre algorithmes : la méthode temporelle (vert), la méthode spectrale (rouge), la méthode de convolution (rose), et la méthode opérationnelle (bleu), durant les 8 premières heures de la journée du 1 Avril 2007.

On constate que les pentes obtenues pour les quatre méthodes sont similaires, avec des changements notables dans l'allure des courbes. Les pentes obtenues sont de l'ordre de 0.72 deg/ms ce qui correspond en effet à une variation de 130° pour 60 pulses de 3ms observée dans la figure (V.6). Pour la méthode temporelle (ligne en vert) et la méthode de convolution (ligne en rose) la pente est plus lisse. A l'inverse, les méthodes spectrale (rouge) et surtout l'opérationnelle (bleu) présentent clairement des fluctuations plus importantes.

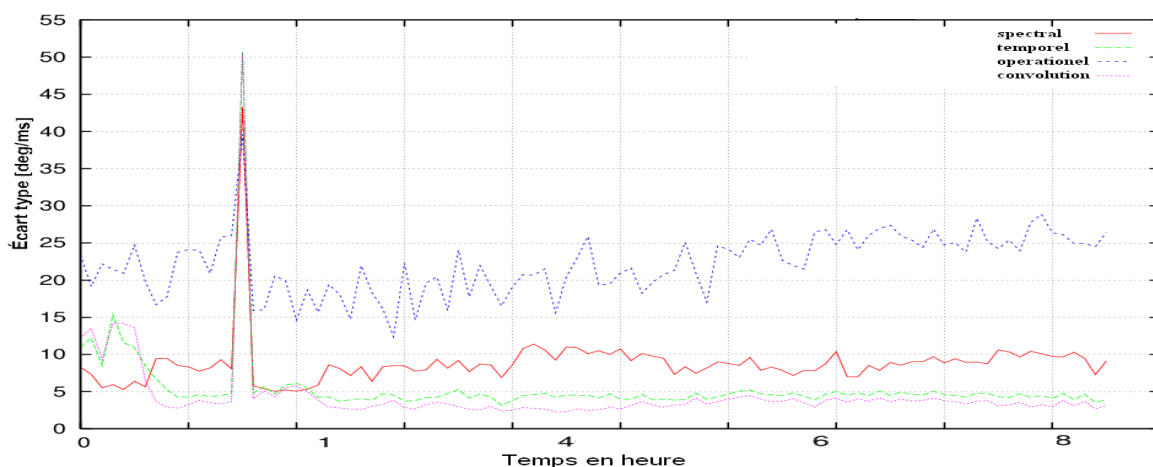


Figure V.8 : L'évolution temporelle de l'écart type calculé avec les quatre algorithmes : la méthode temporelle (vert), la méthode spectrale (rouge), la méthode de convolution (rose), et la méthode opérationnelle (bleu), durant les 8 premières heures de la journée du 1 Avril 2007.

On observe sur la figure V.8 que les écarts types sont très dissemblables pour les différentes méthodes de calcul : pour l'algorithme de convolution l'écart type est de l'ordre de $3,7^\circ$; pour l'algorithme temporel il est de $5,3^\circ$; pour l'algorithme spectral il est égale à $8,8^\circ$; enfin avec l'algorithme opérationnel il est de l'ordre de $21,2^\circ$.

Les écarts types obtenus avec la méthode temporelle et la méthode de convolution sont nettement moins importantes que ceux obtenus avec la méthode spectrale et la méthode opérationnelle. On peut donc en conclure que les deux premières méthodes sont les méthodes de calcul les plus précises.

Dans le cas de nos travaux nous avons choisi d'utiliser l'algorithme temporel qui est plus rapide en temps de calcul que l'algorithme de convolution. Cette étape est une étape initiale utilisée pour calculer la phase relative d'une cible fixe corrigée de la phase d'émission à l'instant (t).

Cette valeur de $5,3^\circ$ pour l'écart type, obtenue par la régression linéaire sur 70 tirs, représente l'erreur typique pour une seule mesure unique. En effectuant maintenant une moyenne sur N tirs supposés indépendants, on améliore la précision d'un facteur $N^{1/2}$. Si on intègre ainsi sur 70 tirs qui constituent un degré d'azimut, cela conduit à une erreur de $5,3^\circ / N^{1/2}$ soit $0,6^\circ$, ce qui est parfaitement négligeable.

On voit donc sur cet exemple, et sur de nombreux autres non présentés ici, que la phase du signal de retour des échos fixes est remarquablement stable. Dans le cas où l'antenne tournerait plus vite en azimut, cela aurait pour effet de réduire le nombre de tirs intégrés, et l'erreur pourrait augmenter. Par exemple avec une vitesse de rotation 4 fois plus élevée, soit 24° par seconde, l'erreur sur la mesure de la phase serait multipliée par 2 pour arriver à $1,2^\circ$, ce qui reste là encore négligeable.

On présente dans les paragraphes qui suivent une série de problèmes techniques qu'il a fallu identifier, et résoudre, avant d'arriver à exploiter correctement les données du radar de Falaise : problème de désynchronisation des horloges, problème d'instabilité de l'angle d'azimut, problème de saturation du signal reçu d'une cible fixe.

5.3. Présentation du signal émis et des problèmes de désynchronisation de l'horloge d'échantillonnage et de l'horloge de numérisation

Le radar de Falaise est équipé d'un émetteur à magnétron. Il produit une impulsion d'émission $S_{Tx}(\tau)$ sinusoïdale d'une durée de $2\mu s$. Cette impulsion est générée à une amplitude constante et avec une phase aléatoire. Ce radar peut travailler en simple PRT ou en triple PRTs : en simple PRT le radar émet périodiquement une impulsion tout les 3ms ; et en triple PRTs le radar produit trois impulsions séparées par trois PRTs différentes de façon périodique.

Le signal émis est échantillonné avec une période d' $1\mu s$ sur 64 portes en distance. On définit le signal émis comme une variable dépendante de l'instant d'échantillonnage à une porte donnée, de l'instant de la production d'un tir donné, et du pas de temps de 5 minutes correspondant à la période d'enregistrement des données radar. Ainsi le signal émis peut être écrit en fonction de trois paramètres (p, k, i) :

$$S_{Tx}(\tau) = S_{Tx}(p, k, i) \quad (V.3)$$

où p est la position de la porte d'échantillonnage comprise entre 1 et 64 pour la zone 1 d'observation (figure V.1) et de 1 à 128 pour la zone 2 d'observation (figure V.2); k est le numéro du tir qui varie de 1 à 1064 pour la zone 1 et de 1 à 2000 pour la zone 2 ; i représente le pas de temps multiple de 5 minutes.

La figure (V.9) montre un exemple de l'amplitude linéaire de l'impulsion émise $S_{Tx}(p,1,1)$ pour le premier tir, échantillonnée sur 64 portes.

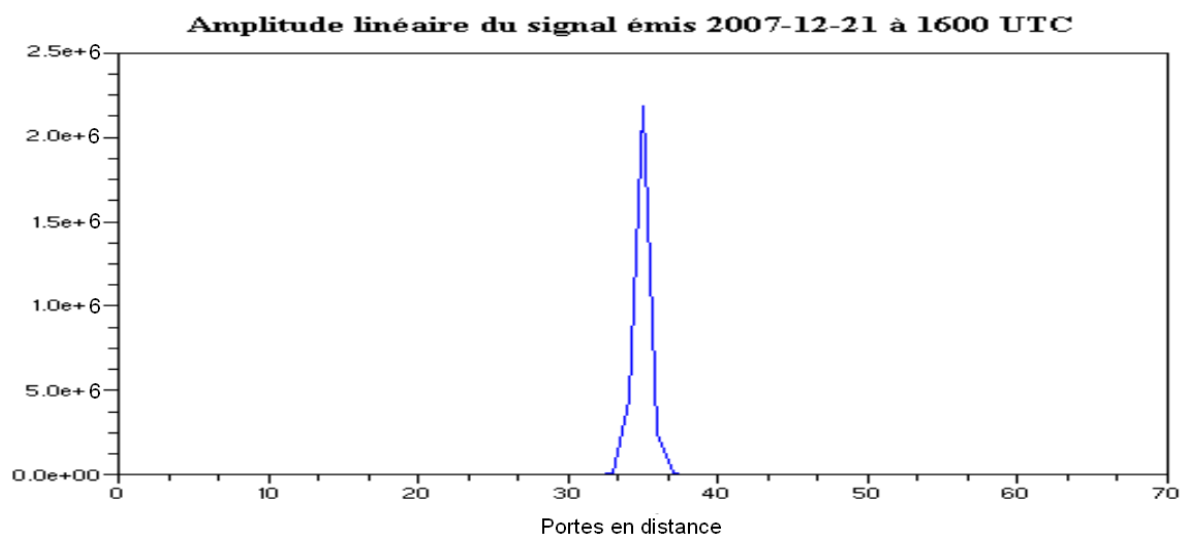


Figure V.9 : Amplitude d'une impulsion unique émise par le radar de Falaise en fonction du numéro de la porte d'échantillonnage. Pour la journée du 21 Décembre 2007 à 1600 UTC.

En pratique l'amplitude de l'impulsion émise doit être constante, et sa phase doit être linéaire pendant la durée d'émission. Cependant, comme on peut l'observer sur la figure V.10 où l'on a tracé l'amplitude des impulsions émises sur plusieurs tirs, le maximum des impulsions ne se trouve pas toujours à la même porte, mais oscille entre la porte 35 et la porte 36 .

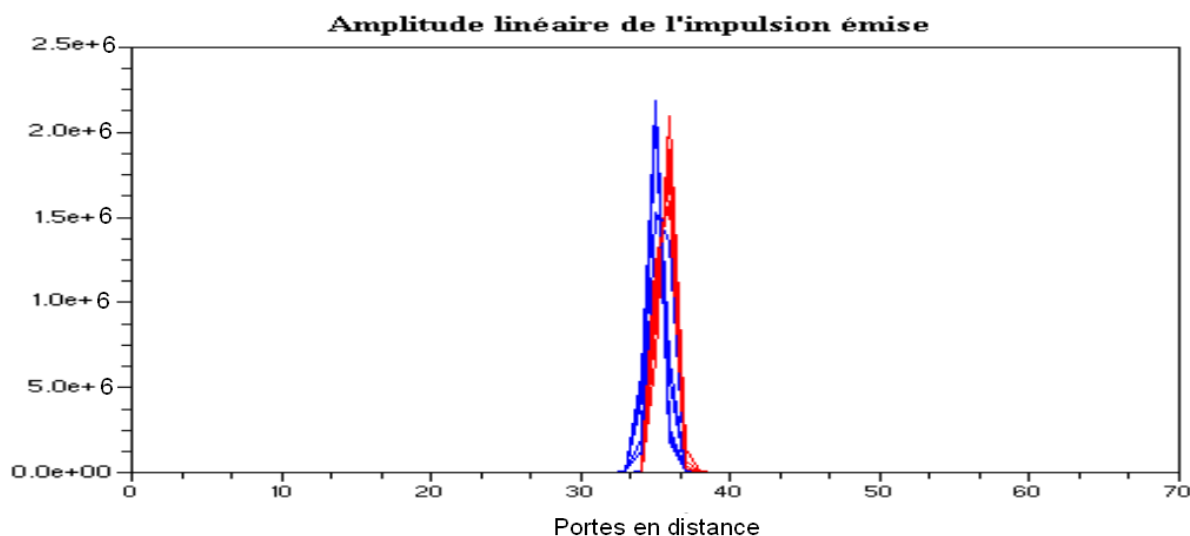


Figure V.10 : Amplitude des 1064 impulsions émises superposées sur les 64 portes. La courbe est tracée en bleu lorsque le maximum est centré à la porte 35, et en rouge lorsque le maximum est centré à la porte 36. Données prises le 21 Décembre 2007 à 1600 UTC.

Après examen approfondi, il s'est avéré que cette caractéristique de l'impulsion émise n'était pas due à une variation réelle de l'amplitude du signal émis, mais à un décalage de l'horloge d'échantillonnage de $1\mu s$ d'un tir radar à un autre par rapport à l'instant initial de chaque impulsion. Ce décalage correspondait à une différence entre les deux triggers ayant une PRT qui n'était pas un nombre entier d'une μs . Autrement dit : le trigger d'émission radar était généré à partir d'une horloge numérique non-cohérente avec celle utilisée pour numériser les signaux.

Le problème, dû à des questions de division de signaux d'horloge, se produit lorsque le temps séparant deux triggers n'est pas un nombre entier de périodes de l'horloge de numérisation, ce qui entraîne la variation fictive de la position des échos de sol d'un tir à un autre, en donnant l'impression que l'amplitude du signal varie sans qu'elle soit réellement affectée.

Pour résoudre ce problème de désynchronisation de l'impulsion d'émission et de l'horloge numérique, nous avons par la suite choisi des PRTs multiples entier de $1\mu s$, et pu ainsi générer des triggers d'émission cohérents avec l'horloge de numérisation.

5.4. Problème d'instabilité de l'angle d'Azimut

Les études effectuées sur les données prises sur le premier secteur entre le 01 Janvier et le 30 Juin 2008 ont montré que la position et l'amplitude des échos de sol sont instables et qu'elles varient d'un fichier à un autre (par pas de 5 minutes). Après avoir analysé la question, on s'est rendu compte que cette erreur de mesure trouve, là encore, son origine lors de l'acquisition des données. Le problème venait, pour chaque tour d'antenne, de l'enregistrement des données qui ne se déclenchait pas exactement au même azimut. Par conséquent, les échos de sol ne se trouvaient pas toujours à la même position à chaque tour d'antenne.

A titre d'exemple, on a tracé sur la figure (V.11) l'azimut du premier tir de chaque fichier pour la journée du 18 Juin 2008.

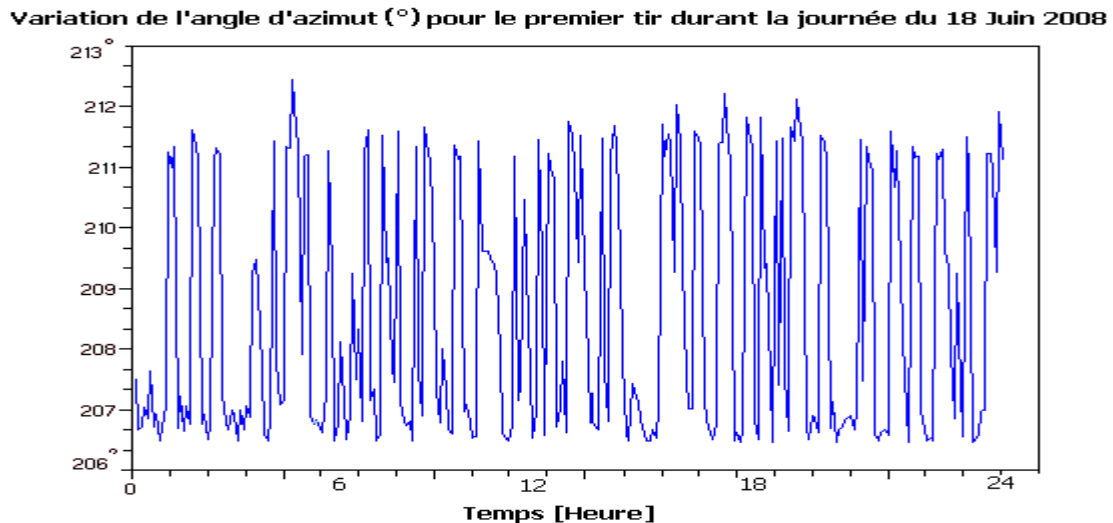


Figure V.11: Variation temporelle de l'angle d'Azimut pour le premier tir de chaque fichier de données, au cours de la journée du 18 Juin 2008.

On constate que, au lieu de rester constant, l'angle d'azimut varie d'un fichier à un autre pour prendre des valeurs comprises entre 206° et 213° . L'écart type moyen calculé pour cette journée est de l'ordre de 3.7° . Une telle variation peut évidemment entraîner une instabilité des échos de sol. Pour mieux illustrer ces variations sur tout le secteur (1064 tirs \times 64 portes), nous avons représenté l'amplitude linéaire du signal reçu des échos fixes sous forme d'images pour deux tours d'antenne successifs. Le 18 Juin 2008 à 1600 UTC et à 1605 UTC (Figure V.12). La palette de couleur représente l'amplitude linéaire calculée à partir de la formule (V.1).

Sur ces deux images on met l'accent par les flèches sur quelques échos de sol caractéristiques dont l'amplitude a beaucoup changé en 5 minutes. La variation de l'angle d'azimut que nous avons pu mettre en évidence peut expliquer des variations du positionnement des échos de sols, mais pas la variation de leurs amplitudes de 5 minutes à 5 minutes. Il y a donc sans doute encore un autre effet non connu qui influence la variation d'amplitude des échos de sol (voir une tentative d'explication dans la seconde partie du chapitre VI).

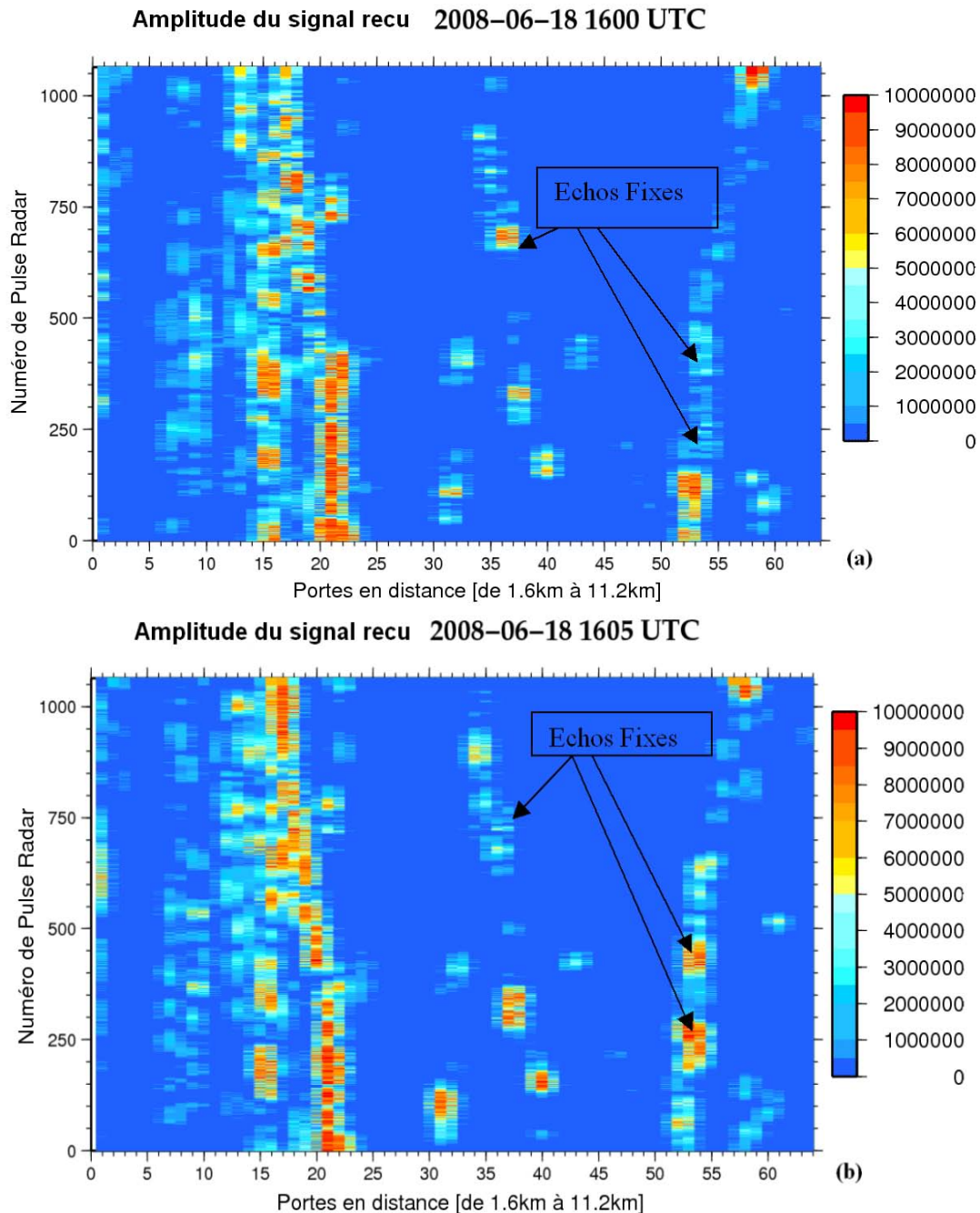


Figure V.12: Amplitude linéaire du signal reçu sur le premier secteur (1064 tirs \times 64 portes). Le 18 Juin 2008 pour deux tours d'antenne successifs : (a) à 1600 UTC et (b) à 1605 UTC.

Sachant que la précision de la phase mesurée entre le radar et un écho fixe dépend principalement de la qualité et de la stabilité de ce dernier, cette variation de l'angle d'azimut toutes les 5 minutes a certainement un impact important sur la qualité de la mesure. Pour résoudre ce problème, il a fallu intervenir sur le radar opérationnel de Falaise, en faisant modifier le schéma d'acquisition des tours d'antenne de 5 minutes à 5 minutes.

5.4.Problème de saturation du signal reçu d'une cible fixe

La figure (V.13) représente l'amplitude et la phase relative ϕ d'un signal reçu d'une cible fixe, échantillonné à la porte 9 et situé dans la zone 1 (voir section 5.1.1). Ce résultat est obtenu par la méthode de calcul temporelle, en utilisant des données brutes (I, Q) pour la totalité de la partie échantillonnée lors d'un tour d'antenne le 21 Décembre 2007 à 1600 UTC (à savoir 1064 tirs, ou 15° en azimut, ou 3 secondes de signal).

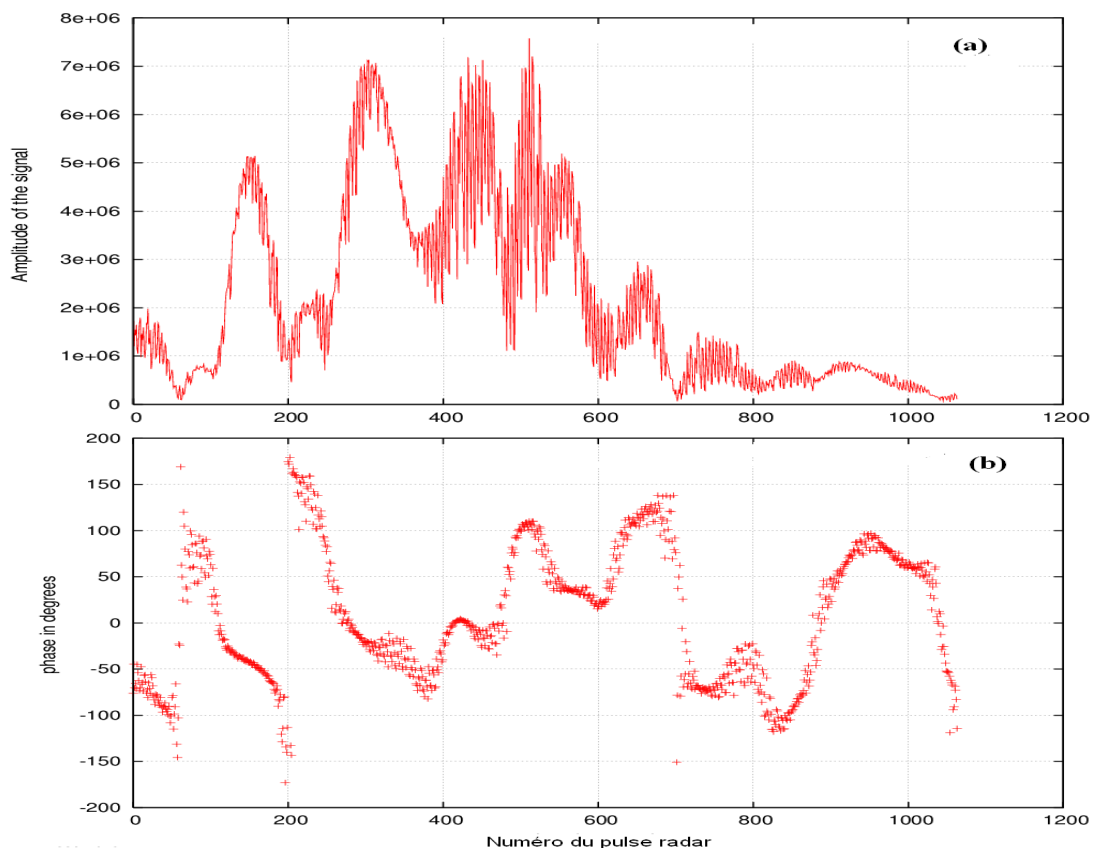


Figure V.13 : Amplitude (a) et phase (b) d'un signal reçu des cibles fixes situées à 2800 m du radar. échantillonnées à la porte 9 et étendues sur 15° en azimut. Pour la journée du 21 Décembre 2007 à 1600UTC.

On constate que l'amplitude du signal reçu des cibles fixes fluctue beaucoup d'un tir à un autre. On retrouve aussi des fluctuations sur la phase du signal. On peut émettre plusieurs hypothèses sur l'origine du bruit de mesure (ou du battement) constaté : il peut être du à : (i) l'instabilité du signal émis par le magnétron ; (ii) l'instabilité des échos de sols ; (iii) la saturation des signaux à la réception.

Le signal reçu peut être représenté par un nombre complexe $S_k(\tau)$. Son amplitude est habituellement définie par le logarithme du nombre complexe et mesurée en dB, tandis que sa phase est l'argument du même nombre complexe, et elle peut correspondre aussi à un angle dans le plan complexe, entre la partie imaginaire (Q_k) et la partie réelle (I_k).

La figure (V.14) représente schématiquement l'amplitude et la phase d'une onde sinusoïdale.

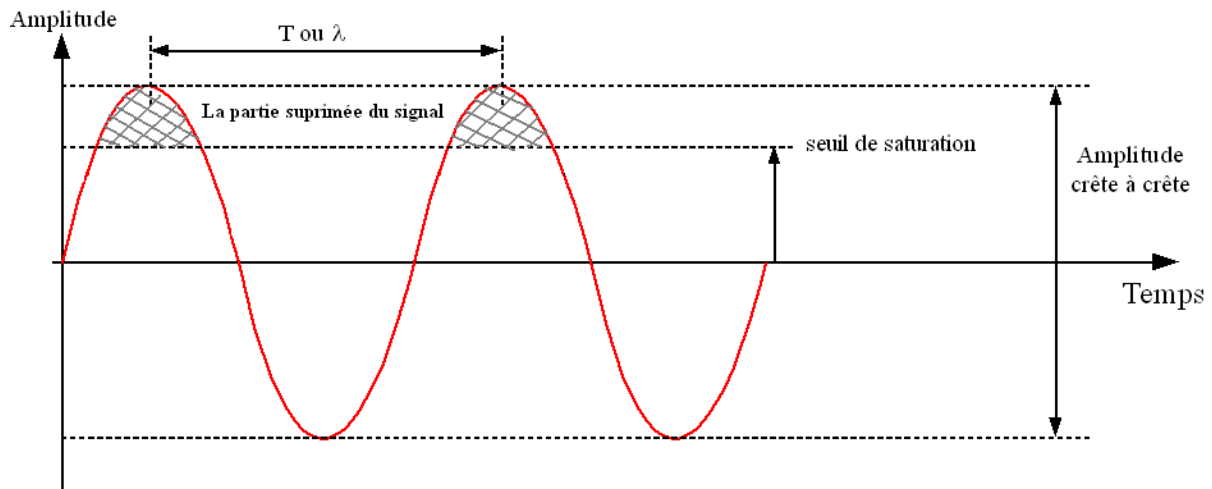


Figure V.14: Schéma représentatif d'un signal sinusoïdal

Un des problèmes rencontrés lors de la mesure de la réflectivité était la saturation du signal réfléchi par les échos de sol sur la voie de réception réservée au Doppler. La voie de réception utilisée pour la mesure de la réflectivité, dotée d'un amplificateur logarithmique n'est pas touchée par ce problème. La figure(V.13) montre des petites fluctuations aperçues sur le graphe de l'amplitude et de la phase du signal reçu, qui sont causées par la saturation d'une des deux voies de la réception (I_{Rx} ou Q_{Rx}) du signal complexe $S_{Rx}(\tau)$. Autrement dit, lorsque le signal d'entrée à 30 MHz dépasse la valeur de 1 volt, équivalente à un seuil de saturation de 8.10^{+6} , la carte d'acquisition effectue une troncature numérique des données, et les signaux complexes I_{Rx} et Q_{Rx} obtenues après la transposition en fréquence, sont donc eux aussi modifiés d'une façon détournée et difficile à appréhender précisément. Cela entraîne de fausses valeurs sur l'amplitude et de la phase du signal reçu.

Compte tenu de l'importance de ce problème et de son impact sur la précision de la mesure de la phase utilisée pour le Doppler ou la réflectivité, nous avons atténué le signal d'entrée à 30 MHz, de façon à faire baisser le voltage en dessous de la valeur de saturation de 1 volt, et ainsi éliminer les problèmes de saturation en réception.

La différence entre les signaux saturés et les signaux non saturés est considérable, comme on peut le constater sur les figures (V.15) et (V.16). Ces figures représentent: (i) des cartes d'amplitude obtenues respectivement à partir des signaux saturés (figure V.15), dont on dévalorise les échos de forte énergie par rapport à ceux de faible énergie, et (ii) des cartes de signaux non saturés (figure V.16).

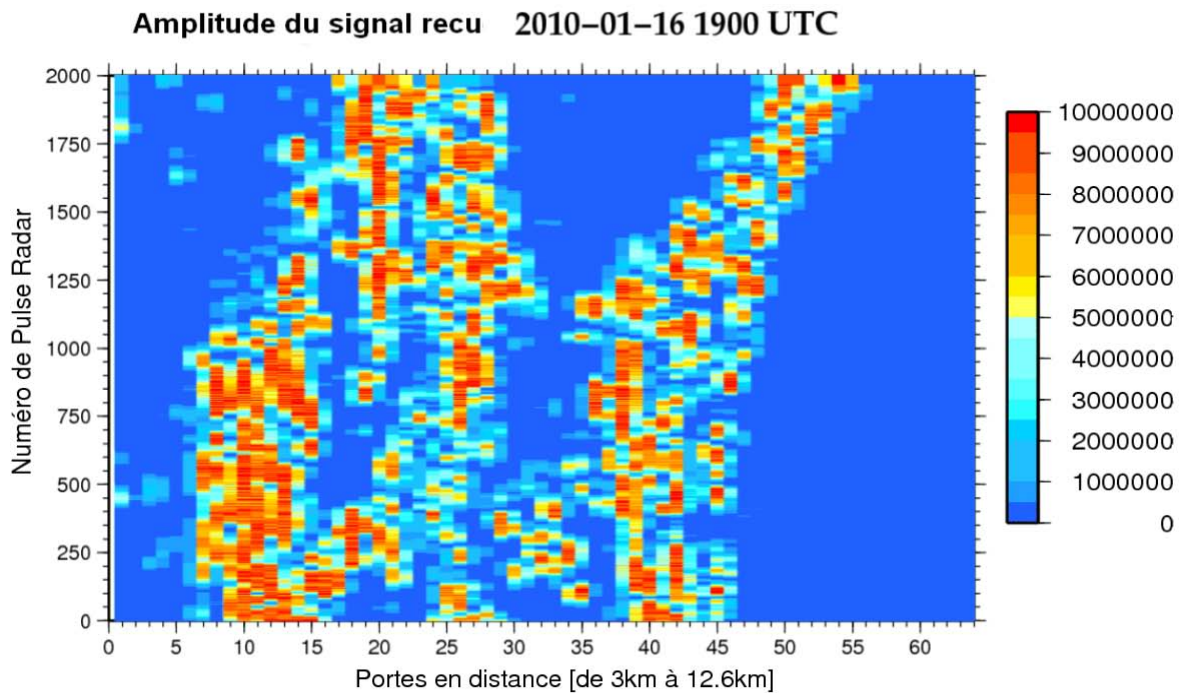


Figure V.15: Carte d'amplitude linéaire saturée du signal reçu des cibles fixes, mesurée sur le secteur 2 (2000 tirs \times 64 portes), le 16 Janvier 2010 à 19:00 UTC.

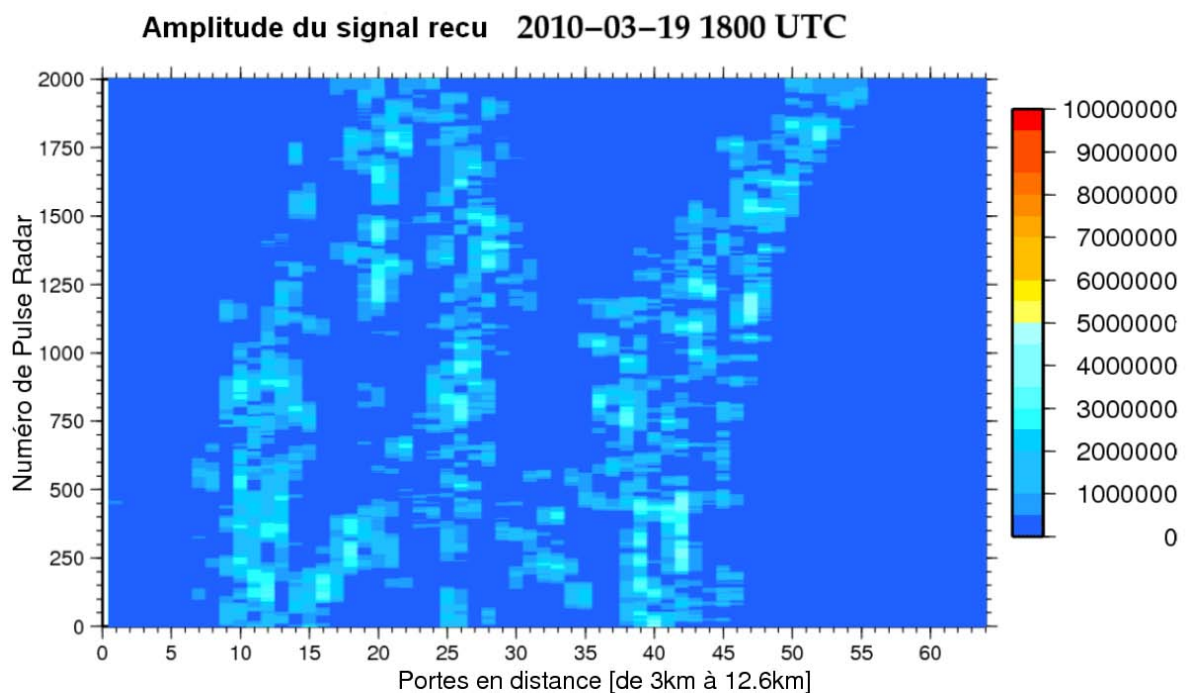


Figure V.16: Carte d'amplitude linéaire non saturée du signal reçu des cibles fixes, sur le secteur 2 (2000 tirs \times 64 portes) pour la journée du 19 Mars 2010 à 18:00 UTC.

On peut aussi apprécier l'amélioration obtenue sur l'évolution temporelle de l'amplitude et de la phase d'un signal reçu d'une cible fixe (voir figure V.17). On remarque que les courbes sont nettement plus stables et moins bruitées que celles de la figure V.13 (obtenue avant suppression de la saturation), ce qui confirme l'hypothèse suivant laquelle ces problèmes étaient bien dus à la saturation.

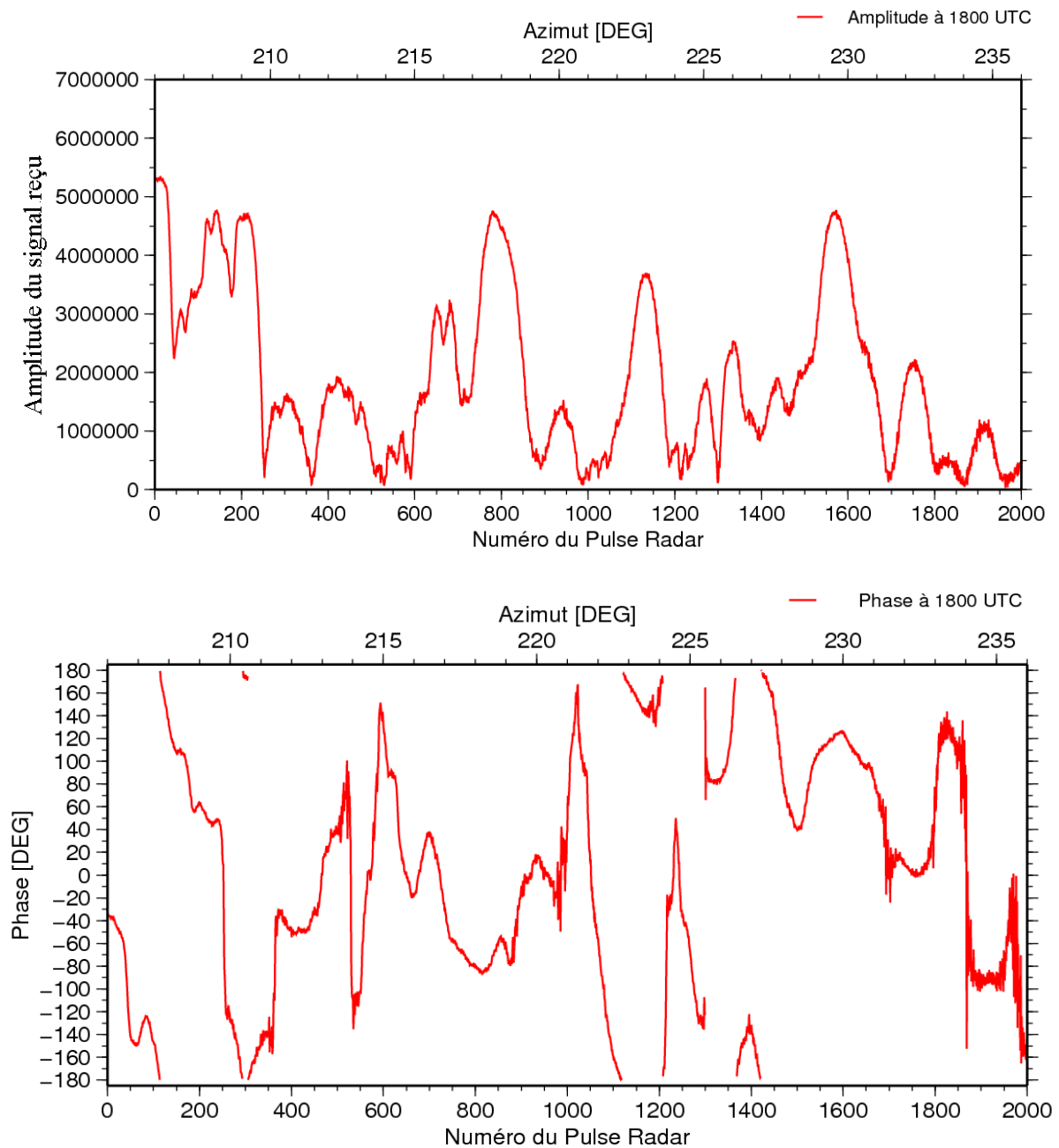


Figure V.17 : Variation temporelle de l'amplitude linéaire (a) et la phase en degrés (b) d'un signal non saturé reçu des cibles fixes échantillonné à la porte 15, pour la journée du 19 Mars 2010 à 1800 UTC. L'axe des abscisses représente le numéro de l'impulsion radar (de 1 à 2000 tirs, équivalent à 30° en azimut ou à 3 secondes de signal).

5.6. L'impact des échos de pluie sur la stabilité de la mesure

D'après Fabry (2004), les précipitations perturbent la mesure de la réflectivité, car elles affectent l'amplitude et la phase du signal rétro-diffusé par les cibles fixes, de la même manière que les échos de sol affectent la mesure de la réflectivité. On a effectivement pu remarquer sur les données du radar de Falaise que pendant les journées pluvieuses, la phase du signal reçu était contaminée et variait d'une manière aléatoire, alors qu'elle reste plus stable pendant les journées non pluvieuses.

Le choix d'un seuil prédéfini par « sigma » (critère de stabilité de l'amplitude utilisé en opérationnel pour éliminer les échos de sol) s'est avéré nécessaire pour pouvoir identifier les pixels d'échos de pluie considérés comme paramètres perturbateurs, et pouvoir ainsi les séparer par filtrage des pixels d'échos de sols.

Ce critère de stabilité sigma est défini dans l'opérationnel par l'écart type des amplitudes par rapport à une amplitude moyennée glissante X_{moy} sur 3 tirs consécutifs du signal rétro diffusé. Il est donné par la formule suivante (Sugier et al., 2002) :

$$Sigma = \frac{1}{NB} \sum_{j=1}^{NB} |X_{j+i} - X_{moy}(j)| \quad (V.4)$$

Où NB représente le nombre de tirs radar intégrés dans le pixel, et i est un nombre entier supérieur ou égal à 1.

En pratique, $i = 3$ offre la meilleure discrimination entre les échos de pluie et les échos de sol, soit une différence calculée sur 9 ms pour le radar de Falaise.

Les distributions de ce paramètre sigma présentées sur la figure (V.18) ont été obtenues pour les données radar enregistrées le 30 Mars 2010, journée pendant laquelle on a pu constater des épisodes pluvieux. On observe que les échos de pluie ont un écart type estimé à 5,6 dB, tandis que les échos de sol ont un écart type beaucoup plus faible, de l'ordre de 1,5 dB.

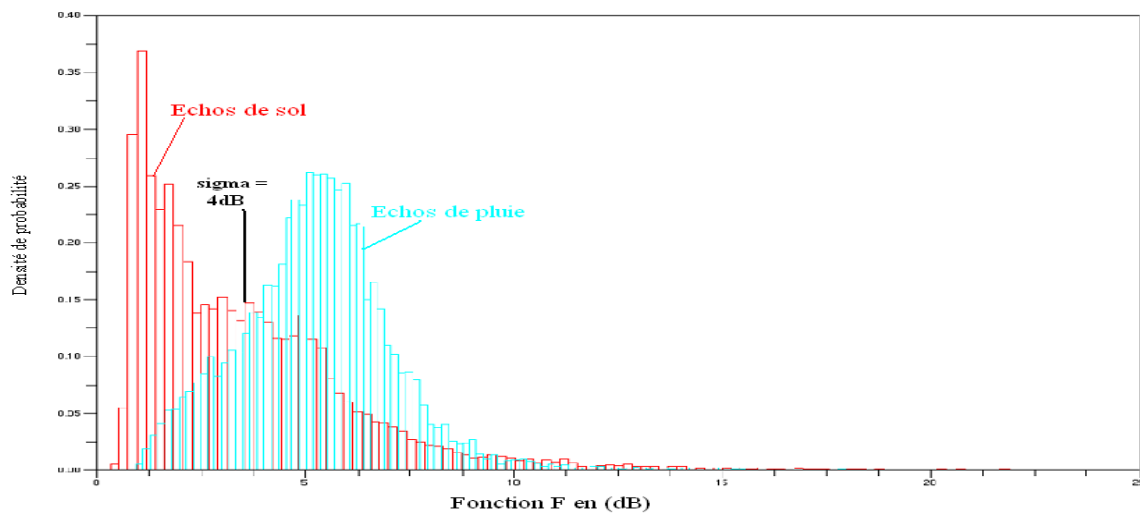


Figure V.18 : Distributions du paramètre sigma de l'équation V.4 (en abscisse) pour des échos de sol et des échos de pluie. Distributions mesurées le 30 Mars 2007.

Par la suite, afin de différencier les échos de sol des échos de pluie, on a choisi un seuil de discrimination intermédiaire, fixé à 2.5 dB, nettement inférieur au seuil opérationnel de 5dB pour les échos de précipitation.

Suivant la formule (V.4), un indicateur de stabilité horaire d'amplitude du signal réfléchi par les échos fixes a été calculé, il est défini comme l'écart type du signal reçu à partir des données brutes moyennées sur une heure. Cet indicateur nous permettra de séparer les jours secs des jours pluvieux, et de pouvoir ainsi détecter les périodes pour lesquels on risque de rencontrer les problèmes d'ambiguïté de la phase.

L'évolution temporelle de cet indicateur horaire calculé à partir des données radar sur une période de 12 jours, est représentée sur la figure (V.19). Elle est comparée à l'évolution temporelle du taux de précipitation horaire en (mm) mesuré dans la station météorologique de la ville de Caen, tracée sur la figure (V.20).

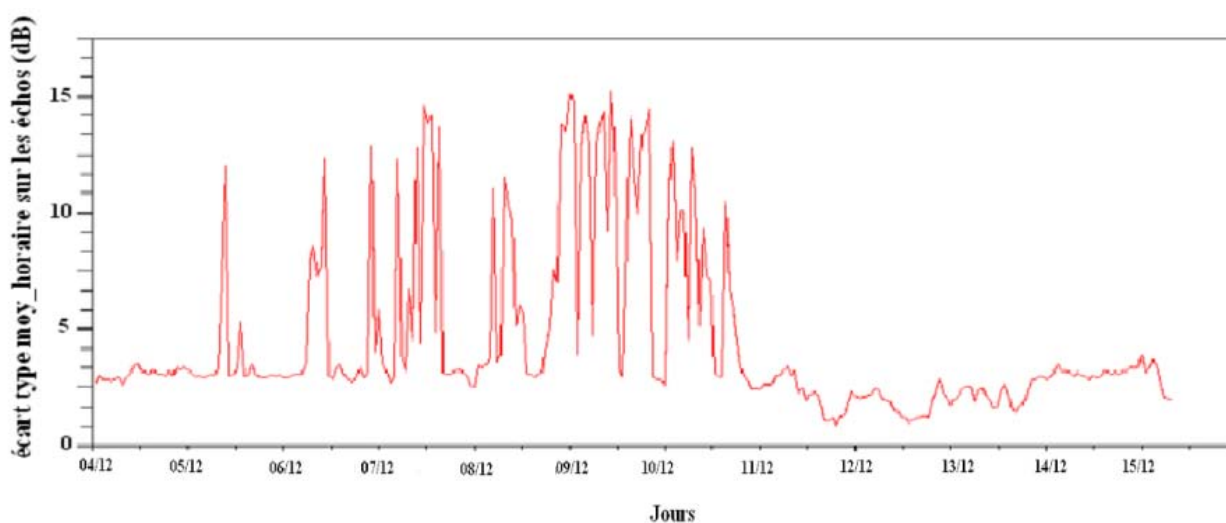


Figure V.19 : Evolution temporelle de l'indicateur de stabilité horaire de l'amplitude obtenu à partir d'un signal reçu par le radar et réfléchi par une cible fixe pour la période du 04 au 15 Décembre 2007.

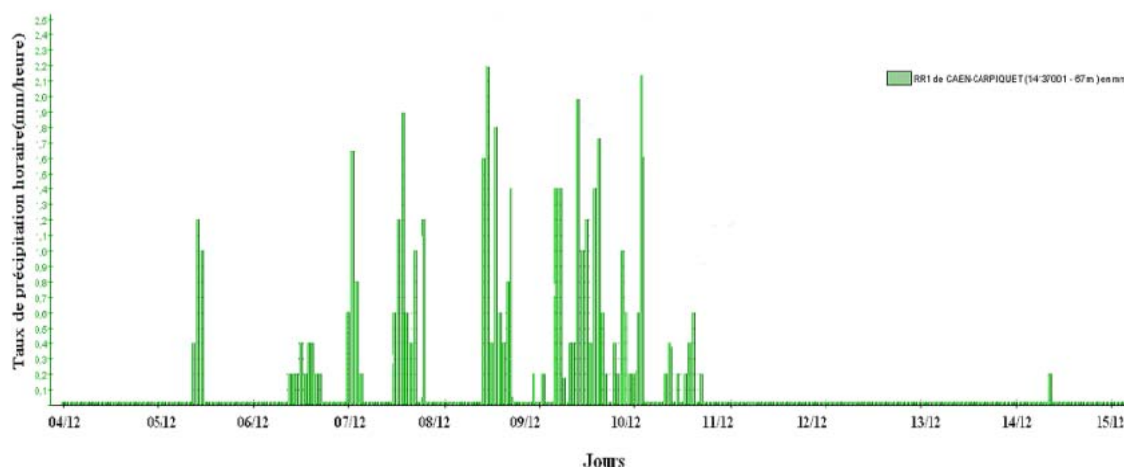


Figure V.20 : Evolution temporelle du taux de précipitation en (mm/heure) mesuré à la station météorologique de la ville de Caen durant la période du 04 au 15 Décembre 2007.

On constate une forte corrélation entre les deux mesures. Ainsi, on peut facilement faire la distinction entre les jours calmes et les jours pluvieux en utilisant comme moyen de référence l'indicateur de stabilité sigma.

5.7. Conclusion

Avant de travailler sur des données d'un radar opérationnel, un travail préliminaire portant sur la qualification des produits bruts a été effectué. Lors de l'analyse de ces données brutes (I,Q), nous avons rencontré des problèmes techniques qui affectent la mesure parmi lesquels: l'instabilité de l'angle de l'azimut, le problème de désynchronisation des horloges, la saturation des signaux réfléchis, l'interférence des signaux des échos de pluie avec ceux des échos de sol.

Pour résoudre ces problèmes, le service technique (CMR) a effectué des corrections et des modifications sur le système d'acquisition du radar opérationnel après plusieurs essais et contrôles. Le long travail d'identification de ces problèmes et la recherche des solutions, a permis d'établir des données de meilleure qualité, exploitables pour la validation de l'expression analytique exposée dans le chapitre VI. Il a également permis d'améliorer la qualité de certains produits opérationnels (la mesure Doppler, par exemple).

Ce travail a aussi permis d'évaluer la précision de la mesure de la phase à 5° (pour un seul tir radar), et d'améliorer l'algorithme opérationnel utilisé pour estimer la fréquence du signal émis (données non présentées ici) avec une précision de l'ordre de quelques kilohertz .

Puis, nous avons mis en place une campagne de mesure expérimentale avec le radar de Falaise dans le but de valider l'expression analytique et de définir une méthode de mesure de la réflectivité à partir de la phase d'un signal généré par un émetteur à magnétron et réfléchi par une cible fixe éloignée. Ce travail sera exposé dans le chapitre suivant.

CHAPITRE VI

VALIDATION DE LA MESURE DE RÉFRACTIVITÉ

6.1. Introduction

6.2. Validation des trois termes de l'équation

6.2.1. Méthodes de calcul

6.2.2. Validation du terme « oscillateur local »

6.2.3. Validation du « terme résiduel »

6.2.4. Validation du « terme réfractivité » par une inter-comparaison avec les mesures In-Situ (P, T, U)

6.3. Ambiguïtés de la mesure de réfractivité radar

6.3.1. Etude expérimentale sur la qualité de la mesure à partir des données radar

6.3.1.1. Influence de la nature des échos de sol

6.3.1.2. Influence de la distance r

6.3.1.3. Influence de la pluie sur la mesure de la mesure de réfractivité

6.3.2. Etude de simulation avec des données au sol

6.1. Introduction:

Comme on l'a vu dans le chapitre IV, la différence de phase d'un signal retro-diffusé par deux cibles fixes échantillonnées aux instants, τ_{sam2} et τ_{sam1} , entre deux instants de mesure t et t_{ref} , est donnée par l'expression analytique IV.22 que l'on rappelle ici :

$$\Delta\Phi_{21}(t, t_{ref}) = -2\pi \left[\begin{array}{l} + [f_{Lo}(t) - f_{Lo}(t_{ref})] [\tau_{sam2} - \tau_{sam1}] \\ - [f(t) - f(t_{ref})] [\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1] \\ + f(t_{ref}) \frac{10^{-6}}{<n>} [\tau_{sam2} - \tau_{sam1} - \Delta\tau_2 + \Delta\tau_1] [N(r, t) - N(r, t_{ref})] \end{array} \right]$$

Cette expression fait apparaître trois termes:

- Un premier terme parfaitement connu dit « de l'oscillateur local » proportionnel à la variation de la fréquence de l'oscillateur local f_{Lo} entre les deux instants de mesure t et t_{ref} ;
- un deuxième terme dit « résiduel » proportionnel à la variation de la fréquence du magnétron du signal émis et à une inconnue constante $\Delta\tau$, caractéristique de chaque pixel;
- un troisième terme dit « de réfractivité ». C'est le terme habituel qui est proportionnel à la variation de l'indice de réfraction entre les deux instants de mesure t et t_{ref} .

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons valider les trois termes de l'équation par des comparaisons avec des mesures in-situ, vérifier que la mesure de réfractivité obtenue après correction correspond aux observations in-situ, et qu'elle permet d'arriver à une mesure de réfractivité similaire à celle obtenue avec le radar à klystron.

Cette nouvelle formulation, ainsi que les résultats de validation qui suivent, ont été décrits dans un article mis en annexe A : « Validation of refractivity measurements with magnetron transmitter radar », proposé en 2010 par Chiraz Boudjabi, Lucas Besson et Jacques Parent du Châtelet au journal JAOT.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée au problème de repliement de la phase, et à son influence sur la précision de la mesure de réfractivité. Deux études spécifiques ont été effectuées :

- la première est basée sur l'utilisation de la variation temporelle de la phase sur 5 minutes pour caractériser la qualité des signaux, qui a fait l'objet d'un article mis en Annexe C : « Evaluation of phase ambiguity problem due to sampling time when measuring refractivity with precipitation radar », présenté par Chiraz Boudjabi et Jacques Parent du Châtelet à la conférence de AMS en septembre 2009;

- la seconde est basée sur une simulation faite à partir de 4 années de données in-situ mesurées chaque minute à la station météorologique de Trappes, et qui a fait l'objet d'une publication mise en Annexe B : « Characterization of convective systems refractivity's fields by Meso-NH high resolution simulations », proposé en 2010 par Lucas Besson, Chiraz Boudjabi, Olivier Caumont et Jacques Parent du Châtelet au journal BLM.

6.2. Validation des trois termes de l'équation

6.2.1. Méthode de calcul

Afin de faciliter la compréhension des étapes à suivre lors de la validation de l'expression analytique (IV.22), nous allons utiliser les notations suivantes pour les quantités déduites du signal complexe reçu $S_{Rx}(t, r)$, corrigé de la phase de l'émission:

- Le signal complexe reçu après correction de la phase du signal d'émission, moyenné sur un pixel (150m en distance et 0.5° en angle d'azimut) est défini par :

$$\hat{S}(t, r) = \frac{1}{35} \sum_{0.5^\circ \text{ ou } 35 \text{ tis radar}} S_{Rx}(t, r) \quad (\text{VI.1})$$

- La variation temporelle de la phase sur 5 minutes est définie par :

$$\delta\hat{\phi}(t, r) = \arg[\hat{S}(t, r) \cdot \hat{S}^*(t - 5', r)] \quad (\text{VI.2})$$

- La phase intégrée sur un pixel entre deux temps de mesure t et t_{ref} est définie par :

$$\Delta\hat{\Phi}(t, t_{ref}, r) = \sum_{t'=t_{ref}}^t \delta\hat{\phi}(t', r) \quad (\text{VI.3})$$

Dans le déroulement de ce travail, nous allons faire l'hypothèse que la variation temporelle de la phase $\delta\hat{\phi}(t, r)$ reste comprise dans l'intervalle à $]-\pi, +\pi[$. Le signal individuel $\hat{S}(t, r)$ est alors correctement échantillonné avec un pas de temps de 5 minutes, sans ambiguïtés. Par contre, la phase intégrée $\Delta\hat{\Phi}(t, t_{ref}, r)$ peut facilement atteindre des valeurs très importantes qui dépassent l'intervalle $]-\pi, +\pi[$.

Après que tous les problèmes liés à la qualité des signaux aient été réglés (voir le chapitre V), une nouvelle campagne de mesure a été organisée sur le radar de Falaise à l'aide de l'équipe opérationnelle du CMR, de façon à valider les trois termes de l'équation (IV.19), et pour vérifier dans quelle mesure l'hypothèse faite sur $\delta\hat{\phi}(t, r)$ est exacte. Ainsi, des données de bonne qualité ont pu être recueillies sur un secteur de ($30^\circ \times 20\text{km}$) pendant une durée de deux mois (du 04 Mars au 29 Avril 2010).

6.2.2. Validation du terme « oscillateur local »

On rappelle que pour mesurer la phase d'un signal reçu $\hat{S}(t, r)$ réfléchi par des cibles fixes on a choisi l'algorithme temporel comme outil de calcul de la phase. Le principe de cet algorithme est déjà mentionné dans le chapitre (V).

Nous avons représenté sur la figure (VI.1) les amplitudes et phases issues des séries temporelles brutes (I,Q) mesurées par le radar de Falaise pour une distance de 4,8km, et sur une durée de 6 secondes qui correspond à 2000 tirs radar, ou 30° en azimuth. Nous avons représenté trois tours d'antenne successifs séparés par un intervalle de temps 5 minutes, entre 05h45 et 05h55 pour la journée du 04 Mars 2010. Les amplitudes sont représentées sur la figure VI.1.a et les phases sur la figure VI.1.b.

On précise qu'entre le deuxième et le troisième tour d'antenne (05h50 et 05h55) il y a eu un changement brusque de la fréquence de l'oscillateur local de l'ordre de 70 kHz, alors qu'il n'y a pas eu de changement entre 05h45 et 05h50.

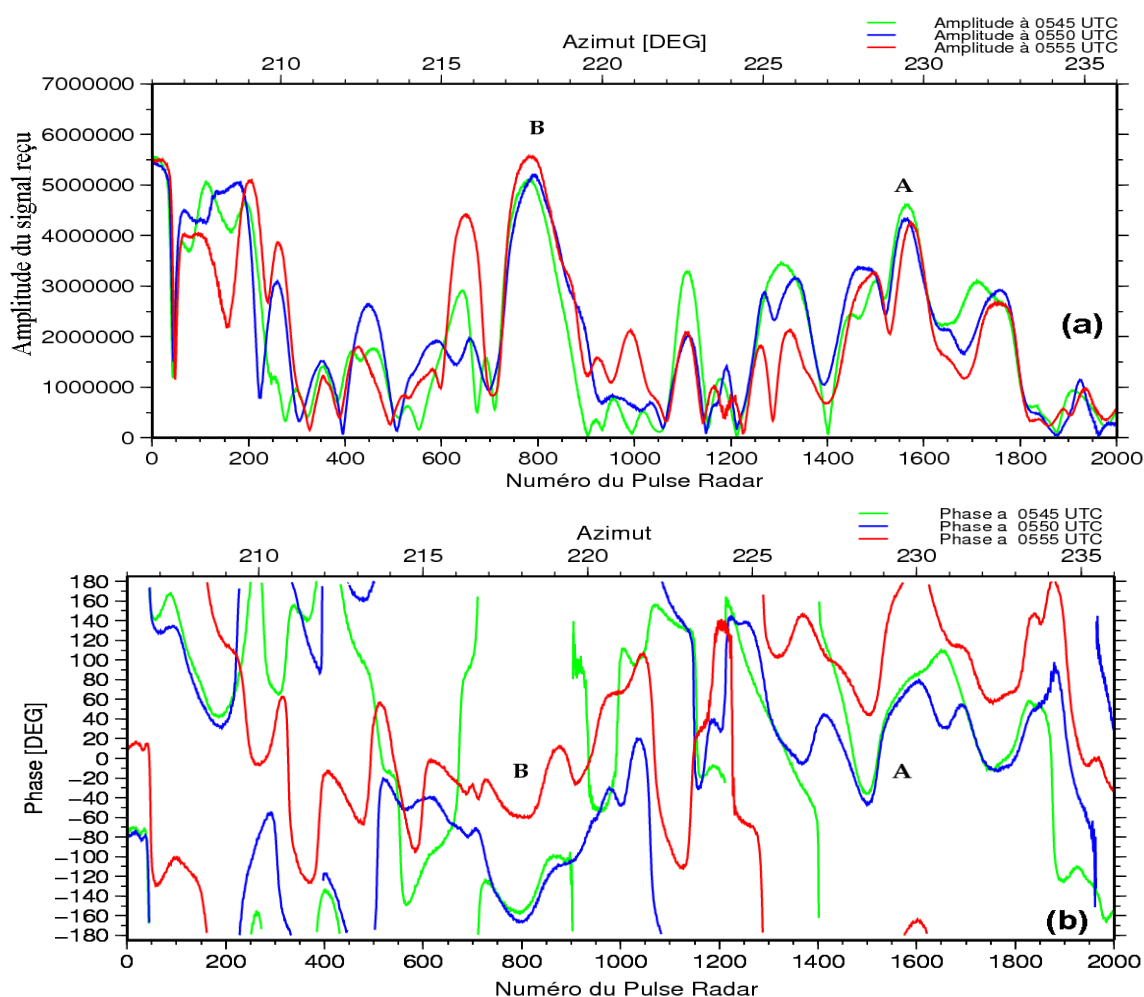


Figure VI.1 : Evolutions temporelles de l'amplitude (VI.1.a), et de la phase (VI.1.b) du signal réfléchi par des cibles fixes pour trois tours d'antenne successifs avec un pas de temps de 5 minutes : 05H45 (ligne verte), 05H50 (ligne bleue) et 05H55 (ligne rouge) pour la journée du 04 Mars 2010. L'échelle horizontale représente le nombre de tirs radar (de 1 à 2000 tirs), ce qui correspond à 30 degrés en azimuth ou à 6 secondes. L'échelle verticale est linéaire, à $8 \cdot 10^6$ pour un signal de 1 Volt. Deux pixels A et B sont particulièrement représentés sur la figure. Le pixel A correspond à une falaise oblique située à 4,8 km du radar. Et le pixel B correspond à une antenne isolée située à la même distance (antenne de la caserne des pompiers de la ville de Falaise).

On constate que la variation temporelle de la phase d'un pixel à l'autre est importante, supérieure à 180°. On remarque par contre que cette phase est relativement stable. La forme de sa variation temporelle reste cohérente, surtout pour certains échos (en particulier les pixels notés A et B), tandis que pour d'autres échos, par exemple entre les tirs [600-700], la phase et l'amplitude sont moins stables pendant les 15 minutes. On observe aussi que l'erreur sur la mesure de la phase (que l'on peut apprécier par la continuité des courbes de phase) est très faible, probablement inférieure à 5 degrés (voir le § 5.2.2).

Pour le premier et le deuxième tour d'antenne (05h45 et 05h50), les mesures de la phase sont très proches, presque superposées. Par contre, durant le troisième tour d'antenne effectué à 05h55, on observe un saut de phase largement supérieure à 180° qui résulte du changement brusque de 70 kHz de la fréquence de l'oscillateur local (Figure VI.1.b).

Suivant les équations (IV.14) et (IV.19), nous définissons un facteur de correction $C_{fLo}(t)$ destiné à être appliqué à la variation temporelle de la phase sur 5 minutes $\delta\hat{\phi}(t, r)$ pour corriger de cet effet dû au changement de fréquence de l'oscillateur local:

$$C_{fLo}(t) = 2\pi [f_{Lo}(t) - f_{Lo}(t-5')] [\tau_{sam2} - \tau_{sam1}] \quad (VI.4)$$

Ce facteur est utilisé pour calculer une variation temporelle de la phase sur 5 minutes $\delta\hat{\phi}_c(t, r)$ corrigée du changement de fréquence de l'oscillateur local :

$$\delta\hat{\phi}_c(t, r) = \arg[\hat{S}(t, r) \cdot \hat{S}^*(t - 5', r) e^{-j C_{fLo}(t)}] \quad (VI.5)$$

Sur la figure (VI.2), nous avons représenté les évolutions temporelles de la variation de la phase sur 5 minutes avant correction $[\delta\hat{\phi}(t, r)]$ et après correction $\delta\hat{\phi}_c(t, r)$, pour le pixel « B » pendant 5 jours, du 3 au 7 Mars 2010. Ces variations temporelles sont obtenues en utilisant les équations (VI.1, VI.2 et VI.5). Les courbes avant (en noir) et après (en orange) application du facteur correctif $C_{fLo}(t)$ sont superposées. L'évolution temporelle de la fréquence de l'oscillateur local f_{Lo} est représentée sur le même graphe en ligne mauve pour la même période.

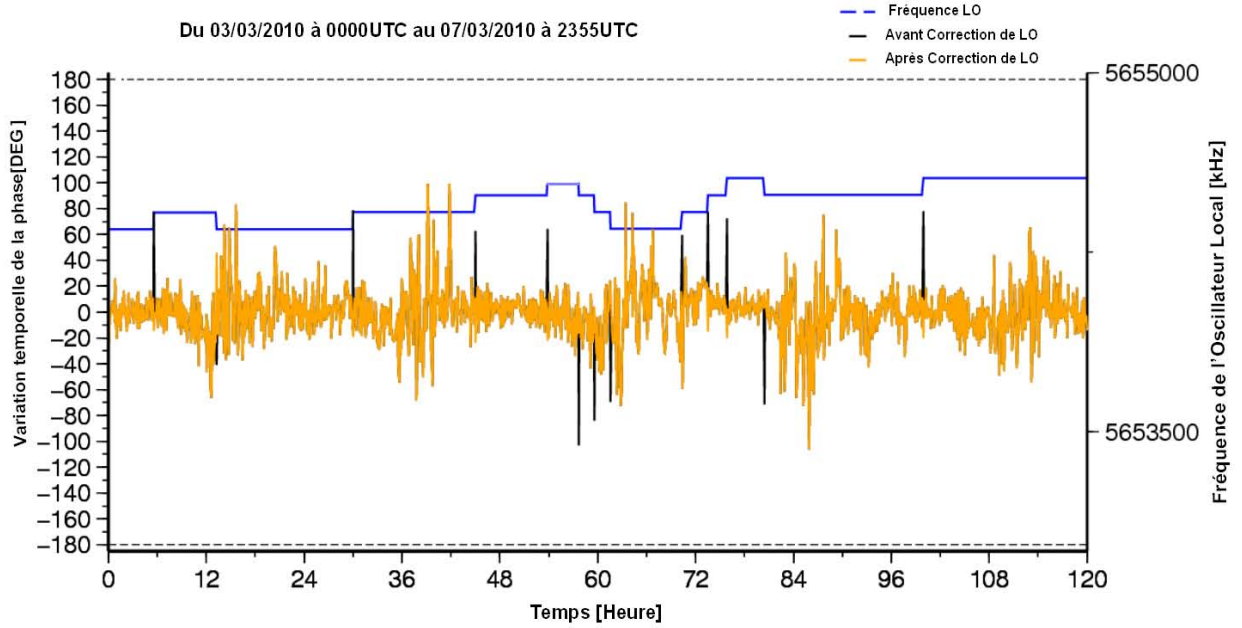


Figure VI.2 : Séries temporelles, durant une période de 5 jours (du 03 au 07 Mars 2010), pour un signal réfléchi par le pixel B : (i) Variation temporelle de la phase sur 5 minutes (ligne noire) ; (ii) le même paramètre après correction de l'effet de l'oscillateur local f_{Lo} (ligne jaune qui masque la ligne noire partout sauf où une forte correction est réalisée); et (iii) fréquence de l'oscillateur local (ligne mauve).

Sur la figure, les lignes noires des signaux bruts sont la plupart du temps invisibles, car cachées par les signaux corrigés (en orange) qui leur sont parfaitement superposés. On observe cependant clairement des lignes noires verticales qui correspondent systématiquement à des changements brusques de la fréquence de l'oscillateur local, et qui disparaissent après correction. Ce changement est causé par l'activation automatique du CAF, qui sert à rattraper le décalage de la fréquence du magnétron dès que cette dernière dépasse le seuil de 70 kHz.

L'application du facteur de correction $C_{f_{Lo}}(t)$ permet donc effectivement d'éliminer les variations de ce type. Cependant un certain nombre de pics verticaux, qui ne résultent pas d'effets liés au premier terme, subsistent après correction. On observe sur la figure que la plupart de ces pics sont concentrés les après-midi, à partir de 12h, 36h, 60h, 84h et 108h, plutôt qu'aux autres heures de la journée.

6.2.3. Validation du « terme résiduel »

Ce « terme résiduel » est le produit de deux paramètres : (i) la différence $[f(t) - f(t_{ref})]$ de la fréquence du magnétron mesurée entre les deux instants t et t_{ref} et (ii) la différence $(\Delta\tau_1 - \Delta\tau_2)$ où la constante inconnue $\Delta\tau$ est la différence entre l'instant d'échantillonnage et le délai de groupe, caractéristique de chaque pixel.

Si on se met dans des conditions extrêmes, et qu'on suppose avoir une variation de fréquence $[f(t) - f(t_{ref})] = 200\text{kHz}$ et que $(\Delta\tau_1 - \Delta\tau_2) = 2\text{ }\mu\text{s}$, un simple calcul montre que ce second terme peut entraîner une variation de phase de l'ordre de 280° . Même s'il n'est pas prédominant, ce terme n'est donc pas toujours négligeable.

Comme l'estimation de $\Delta\tau$ n'apparaît pas triviale nous avons pour commencer cherché à le mettre en évidence dans certains cas particuliers simples. On a choisi un écho de sol bien isolé et très bien défini (pixel B). On suppose que le filtre du récepteur répartit cet écho sur deux portes successives, séparées de 150m en distance, ce qui correspond à un écart temporel de 1 μ s.

Autrement dit, on suppose que les deux signaux reçus, échantillonnés aux retards τ_{sam1} et τ_{sam2} , proviennent de la même cible unique « B » à la distance r . A partir de l'équation (IV.18):

- On a $[\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1] = [\tau_{sam1} - \tau_{sam2}]$ qui est connu.
- Après avoir corrigé la phase des erreurs liées au premier terme « oscillateur local », et remplacé $[\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1]$ par $[\tau_{sam1} - \tau_{sam2}]$ l'équation (IV.19) se réduit à:

$$\begin{aligned}\Delta\Phi_{2,1} &= \Delta\phi_2(\tau_{sam2}, t, t_{ref}) - \Delta\phi_1(\tau_{sam1}, t, t_{ref}) \\ &= 2\pi[f(t) - f(t_{ref})][\tau_{sam2} - \tau_{sam1}]\end{aligned}\quad (VI.6)$$

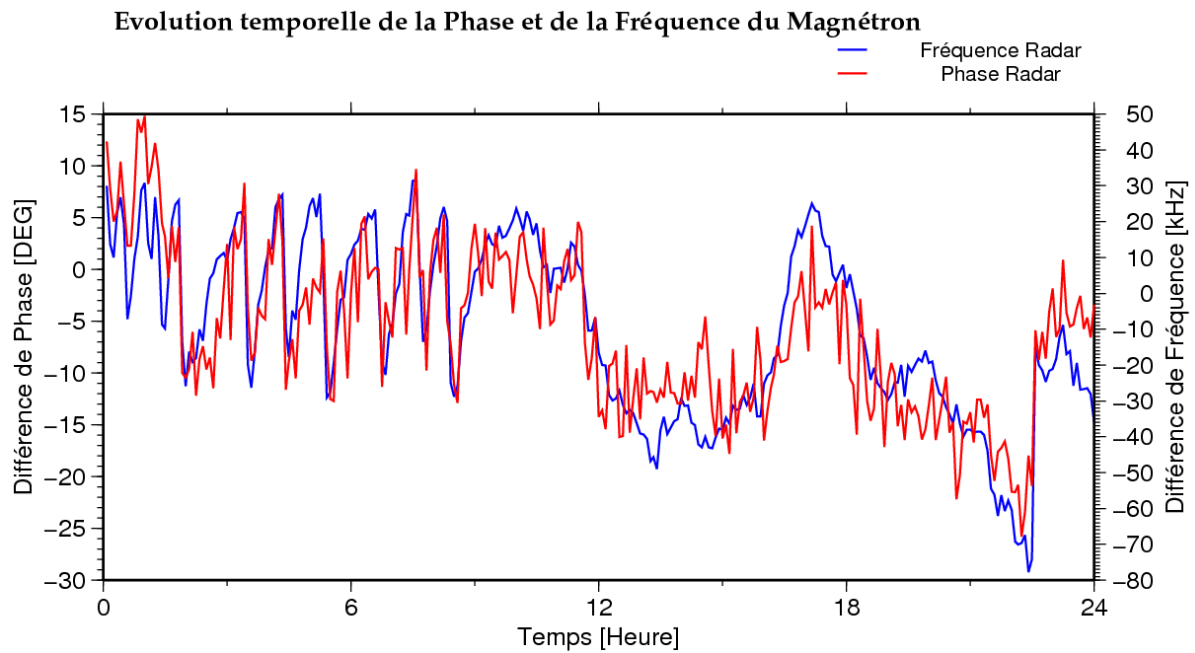
Dans ce cas très particulier, l'expression analytique (VI.6) nous montre que la différence de phase $\Delta\Phi_{2,1}$ est proportionnelle à la variation de la fréquence du magnétron mesurée entre les deux instants t et t_{ref} . En prenant en compte les valeurs de τ_{sam1} et τ_{sam2} (distants de 1 μ s en temps d'échantillonnage), la pente obtenue à partir de la variation de phase $\Delta\Phi_{2,1}$ en fonction de la variation de fréquence $[f(t) - f(t_{ref})]$ devrait être égale à 0,36°/kHz.

Sur la figure (VI.3), nous avons représenté l'évolution temporelle pour la journée du 16 Mars 2010 de :

- la différence de fréquence du magnétron en kHz (l'échelle verticale à droite- courbe bleu),
- la différence de phase $\Delta\Phi_{2,1}$ en degrés, mesurée entre deux instants t et t_{ref} et entre deux portes successives séparées par 150m, couvrant le même écho (pixel B). Cette phase est corrigée des erreurs liées au premier terme (l'échelle verticale à gauche- courbe rouge).

Cette journée anticyclonique se caractérise par des températures particulièrement froides et sans précipitations (voir figure V.3).

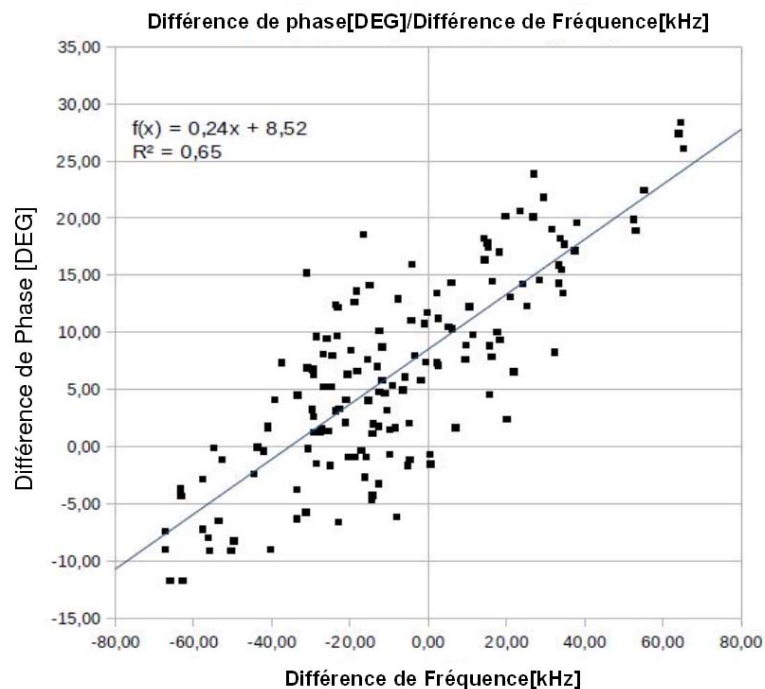
Le temps de référence t_{ref} est fixé à la première mesure de la journée.



Figures VI.3: Evolution temporelle de la différence de fréquence du magnétron en kHz (ligne bleu), pour la journée du 16 mars 2010. Evolution temporelle de la différence de phase $\Delta\Phi_{2,1}$ après correction des variations dues aux changements du f_{Lo} en degrés (ligne rouge) pour la même journée. L'axe des abscisses indique le temps (en heures).

On constate que les deux courbes ont la même allure et, bien qu'elles ne se superposent pas parfaitement, elles sont très bien corrélées.

Cette corrélation se manifeste également sur le nuage de points obtenu par la comparaison entre ces mêmes quantités (la différence de phase $\Delta\Phi_{2,1}$ en degrés en fonction de la fréquence du magnétron $[f(t)-f(t_{ref})]$ en kHz), pour la journée du 16 Mars 2010, comme le montre la figure (VI.4).



Figures VI.4: Nuage de point de la différence de phase $\Delta\Phi_{2,1}$ en degrés en fonction de la différence de fréquence du magnétron en kHz, pour la journée du 16 mars 2010.

Nous avons également tracé sur la figure (VI.4) la droite de régression linéaire. La valeur du coefficient de détermination R^2 obtenu est de l'ordre de 0.65. Cette valeur assez faible reflète la dispersion du nuage de points probablement due au bruit de la mesure de la phase, ou à la qualité de l'écho « B » choisi, qui n'est peut être pas totalement isolé.

La pente obtenue, de l'ordre de $0,24^\circ/\text{kHz}$, est relativement proche de la valeur de la pente attendue de $0,36^\circ/\text{kHz}$.

Ce résultat permet de vérifier l'existence du deuxième terme de l'équation (IV.19), dit « terme résiduel ». Afin de l'évaluer et pouvoir ainsi l'estimer avec précision, il faudra mesurer la constante inconnue $\Delta\tau$ caractéristique de chaque écho fixe, pour cela nous proposons la méthode suivante, que nous n'avons malheureusement pas pu mettre en œuvre faute de données :

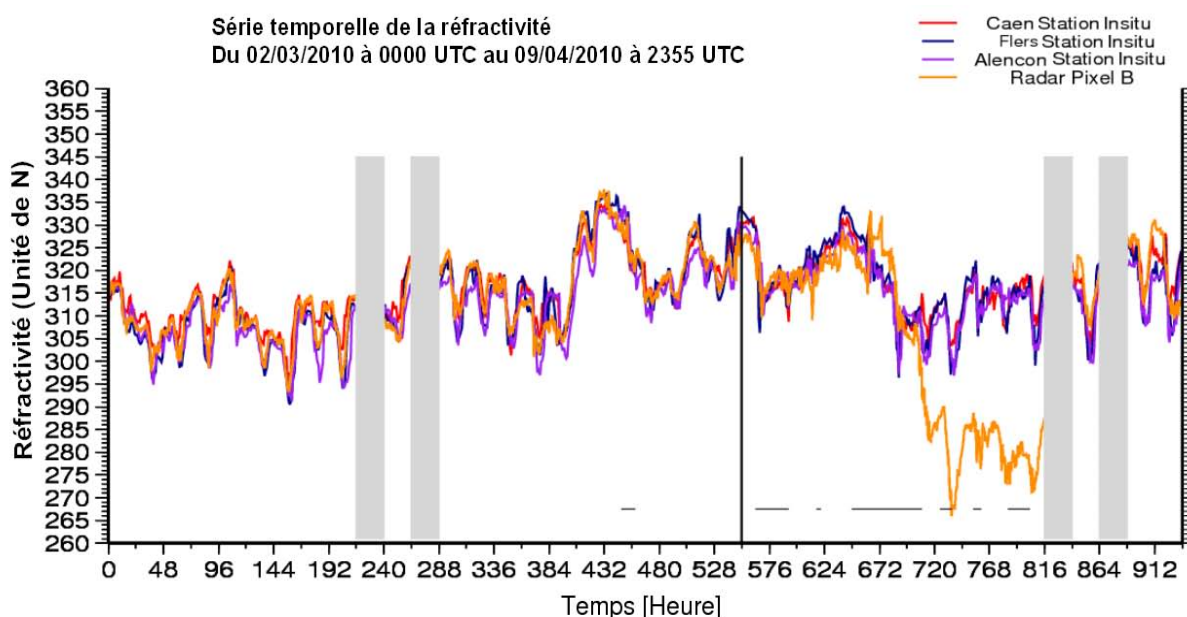
- pendant des conditions atmosphériques stables, que nous pourrions qualifier comme des « conditions standards », nous pouvons supposer que les variations de la réfractivité sont petites ou négligeables. Le troisième « terme de réfractivité » peut alors être négligé (s'il n'est pas totalement négligeable, on peut aussi en avoir une estimation grossière à partir d'une mesure in-situ) ;
- après correction des variations de phase liées au premier terme « d'oscillateur local », et éventuellement pour le troisième « terme de réfractivité », les phases corrigées $\Delta\phi_c$ sont proportionnelles au produit $\Delta f \Delta\tau$. Alors $\Delta\tau$, qui est simplement la pente de $\Delta\phi_c$ en fonction de Δf , pourrait être estimé de façon classique par régression linéaire, à condition que l'excursion de Δf soit assez importante. Pour faire varier la fréquence du magnétron, on peut par exemple éteindre le radar puis le rallumer à froid et suivre l'évolution de la fréquence du signal émis par l'émetteur.

6.2.4. Validation du « terme réfractivité » par une inter-comparaison avec les mesures In-Situ (P, T, U)

Après correction de la variation temporelle de la phase $[\delta\hat{\phi}(t, r)]$ des erreurs liées au premier terme dit « oscillateur local » en utilisant l'équation (VI.2), et en supposant que les erreurs liées au deuxième terme dit « résiduel » sont négligeables, on peut intégrer cette quantité corrigée (équation VI.3) pour obtenir la différence de phase intégrée $\Delta\hat{\Phi}(t, t_{ref}, r)$ entre deux instants t et t_{ref} , t_{ref} étant fixé à la première valeur de la série temporelle ou après chaque période d'absence de données (zones grises sur la figure VI.5). Cela permet d'estimer la réfractivité intégrée ΔN que l'on peut comparer avec celle que l'on déduit des mesures au sol pour ainsi valider le troisième terme de l'expression analytique (IV.19).

L'évolution temporelle de la réfractivité N obtenue à partir des données radar pour les deux cibles « B » et « A » référencées sur la figure (VI.1) a donc été comparée avec la réfractivité déduite des données horaires de la pression, de l'humidité et de la température prises dans les trois stations météorologiques des villes de Caen, Flers et Alençon sur une période de 38 jours, du 2 Mars au 9 Avril 2010. Les résultats obtenus pour les échos « B » et « A » sont présentés dans les figures (VI.5) et (VI.6).

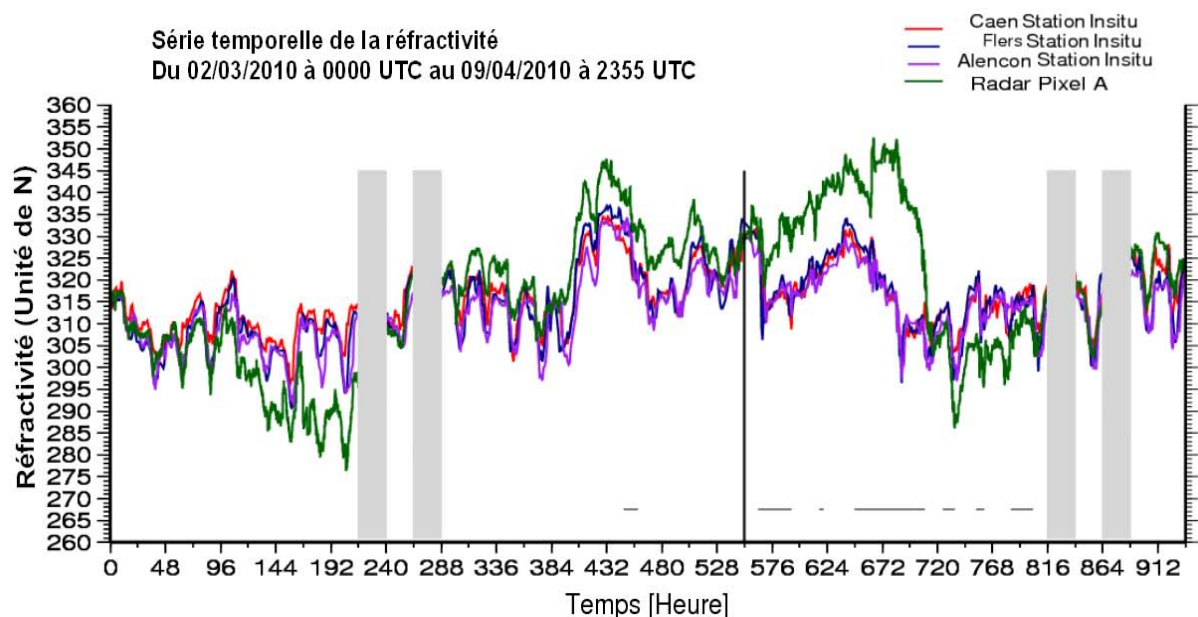
On rappelle que le pixel « B » provient de l'antenne de la caserne des pompiers de Falaise, très bien définie en distance, tandis que le pixel « A » provient d'une falaise orientée obliquement, certainement moins bien définie en distance radiale.



Figures VI.5: Série temporelle de la réfractivité mesurée par le radar, sur une période de 38 jours (du 02 Mars au 09 Avril 2010), pour le pixel « B » (orange). Série temporelle de la réfractivité obtenue par les mesures In-situ (P, T, U) dans les 3 stations météorologiques (Caen en rouge, Flers en bleu, Alençon en mauve). Les colonnes grises indiquent l'absence de données. Les épisodes pluvieux sont représentés par les fines lignes horizontales. Pour les mesures radar, le temps de référence t_{ref} est réactualisé après chaque période d'absence de données.

Durant les 552 premières heures, correspondant à une période sans précipitation, on remarque une très bonne corrélation entre la mesure de réfractivité obtenue pour le pixel « B » avec celle obtenue à partir des données In-situ des 3 stations météorologiques.

Ensuite, à partir de l'heure 552, des événements pluvieux sont observés (matérialisés par les traits horizontaux noirs sur la figure). On remarque alors un écart soudain et important, entre la mesure radar (courbe orange) et les trois mesures in-situ (rouge, bleu et mauve). A partir de cette heure (696), les courbes évoluent parallèlement en conservant un biais sensiblement constant. Cet écart très important, de l'ordre de 25 unités de N, est dû à des problèmes de repliement de phase, qui semblent donc causés par les épisodes pluvieux, comme cela est montré dans la suite.



Figures VI.6 : Série temporelle de la mesure de réfractivité radar sur une période de 38 jours (du 02 Mars au 09 Avril 2010) obtenue pour le pixel «A» (en vert). Série temporelle de la réfractivité obtenue par les mesures In-situ (P, T, U) dans les 3 stations météorologiques (Caen en rouge, Flers en bleu, Alençon en mauve). Les colonnes grises indiquent le manque de données. Les épisodes pluvieux sont représentés par les fines lignes horizontales. Pour les mesures radar, le temps de référence t_{ref} est réactualisé après chaque période d'absence de données.

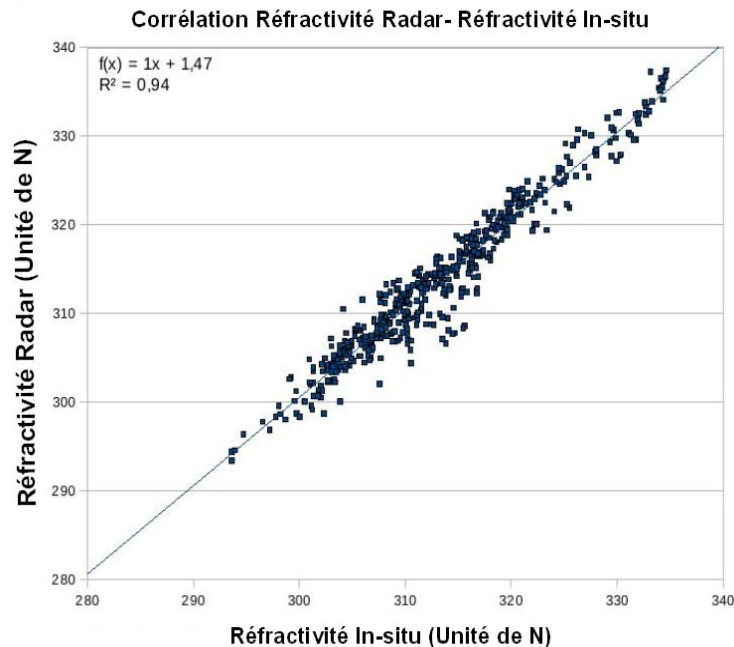
Pour le pixel « A », on observe sur la figure VI.6 une bonne corrélation entre la mesure radar et les mesures in-situ durant les premières 96 heures. Après cela, on constate (entre les heures 120 et 220) un écart entre la courbe verte (radar) et les trois autres courbes (rouge, bleu, mauve) qui a tendance à augmenter avec le temps, et qui est là encore dû à des problèmes de repliement de phase. Cette ambiguïté sur la phase ne dépend donc pas forcément que de la pluie, mais aussi de la qualité et de la nature de la cible fixe (ici une falaise orientée obliquement). A partir de l'heure 552, à l'arrivée de la pluie, on observe un important écart entre la mesure de la réfractivité obtenue pour le pixel « A » et celle obtenue à partir des 3 stations.

On a rassemblé dans le tableau (VI.1) les coefficients de corrélation entre les mesures radar sur le pixel « B » et les mesures In-situ par les trois stations automatiques. On constate que les mesures radar sont très bien corrélées avec les deux stations de Flers et d'Alençon, un peu moins bien avec celles de la station de Caen. Cette légère différence peut s'expliquer par la proximité de la station de Caen avec la mer (donc avec des conditions météorologiques sans doute différentes), alors que les deux autres, ainsi que le radar, sont à plus de 60 km de la mer. Cependant, les corrélations sont très satisfaisantes.

Tableau VI.1 : Coefficients de corrélations entre la mesure de réfractivité radar du pixel « B » pendant la période non pluvieuse (les 552 premières heures \approx 23 jours), et les mesures de réfractivité in-situ des trois stations météorologiques (Flers, Alençon, Caen).

Stations	Flers	Alençon	Caen
Coef de corrélation	0,92	0,94	0,88

Pour valider le troisième terme de l'équation (IV.19), on a choisi d'utiliser la réfractivité calculée à partir de la moyenne des valeurs mesurées dans les trois stations météorologiques. Le nuage de point représenté dans la figure (VI.7) représente la réfractivité radar instantanée pour le pixel « B » (une valeur par heure, en ordonnée) en fonction de la réfractivité moyenne in-situ (en abscisse). Les valeurs affectées par les épisodes pluvieux (après l'heure 552) ont été écartées de la comparaison.



Figures VI.7: Nuage de point de la réfractivité radar obtenue pour le pixel « B » en fonction de la réfractivité moyennée sur les 3 stations météorologiques durant les 552 premières heures.

Le tracé de la droite de régression linéaire montre qu'il y a une très faible dispersion entre les deux mesures, le coefficient de corrélation R est de 0,97 et la pente est égale à 1,0. Ces valeurs démontrent qu'il y a une très forte liaison statistique entre les deux mesures.

La mesure de réfractivité radar faite à partir du pixel « B » de bonne qualité est très similaire avec celle obtenue à partir des données au sol, et on peut conclure de ces comparaisons que si le pixel est « bon » alors la mesure de la réfractivité par le radar est de bonne qualité. On considère par conséquent que le troisième terme de l'expression analytique est validé. Si le pixel est « moins bon », par exemple le pixel « A », alors le risque de repliement augmente, indépendamment de la nature de l'émetteur considéré (klystron ou magnétron).

De ce qui précède, on peut conclure que :

1. le premier terme de l'équation (IV.19) est validé, et une correction simple, qui ne dépend que de la fréquence de l'oscillateur local permet d'éliminer un grand nombre d'ambiguïté de mesure sur la phase ;
2. nous avons mis en évidence l'existence du deuxième terme de l'équation (IV.19), et proposé une méthode pour l'estimer ;
3. après application du coefficient de correction du premier terme, les mesures radar sont très voisines des mesures in-situ. On considère ainsi, que l'ensemble de la formulation est validé.

Cependant, ces conclusions ne sont valides que pour des pixels de « bonne qualité ». Pour des pixels « cible » moins bien définis, on voit apparaître des repliements de phase qui nuisent considérablement à la qualité de la mesure. Ceci n'a probablement rien à voir avec la nature de l'émetteur qu'il soit magnétron ou klystron, et il faut donc identifier leur origine et leur impact sur la précision de la mesure. Dans la partie suivante nous abordons quelques uns des paramètres perturbateurs potentiels et leur influence sur la mesure de la réflectivité radar.

6.3. Ambiguïtés de la mesure de réflectivité radar

Afin de mieux caractériser les ambiguïtés de mesure, deux études spécifiques ont été effectuées.

La première est basée sur la distribution de la variation temporelle de la phase obtenue à partir des données radar, corrigée des erreurs liées au premier terme de l'équation (IV.19). Cette distribution constitue un bon outil pour estimer les problèmes d'ambiguïté sur une population de données.

La deuxième est basée sur des simulations faites à partir de 4 années de données in-situ mesurées chaque minute à la station météorologique de Trappes. Ces mesures des paramètres météorologiques (P, T, U) permettent de calculer la réflectivité in-situ, en utilisant la formule (III.2) citée précédemment dans le chapitre III.

6.3.1. Etude expérimentale sur la qualité de la mesure à partir des données radar

Grâce aux travaux de Fabry et al. (1997), et Fabry (2004), trois sources principales pour les ambiguïtés de mesure sont connues. Nous proposons d'évaluer les distributions de la variation temporelle de la phase par 5 minutes sur ces cas, pour vérifier leur importance sur la mesure de réflectivité.

Il s'agit de :

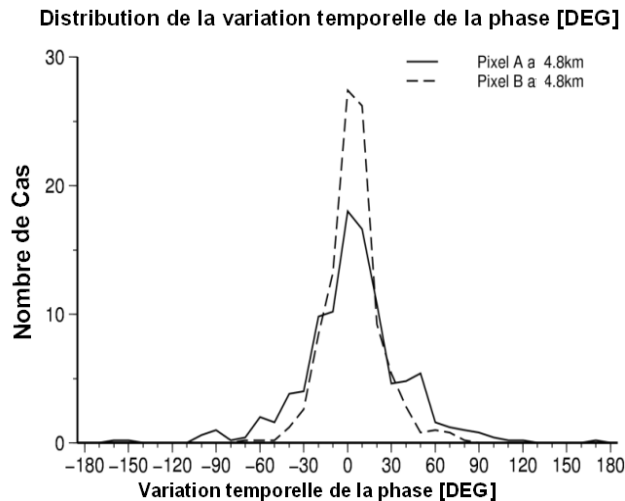
- la nature de l'écho ;
- la distance entre le radar et la cible;
- la situation météorologique (précipitation, ou ciel clair).

Les distributions de la variation temporelle de la phase sont réalisées à partir des jeux de données précédemment étudiés pour valider l'expression analytique (IV.19), pendant les mois de mars et d'avril 2010. Dans ces exemples, la distribution de la variation temporelle de la phase pour le pixel « B » quand il ne pleut pas, considéré comme étant de bonne qualité, sera systématiquement considéré comme référence.

Comme mentionné précédemment, on fait l'hypothèse que la variation temporelle de la phase sur 5 minutes $\delta\varphi(t, r)$ donnée par l'équation (VI.2) est comprise entre $-\pi$ et $+\pi$. Si la distribution observée est strictement comprise entre $\pm 90^\circ$, alors il est raisonnable d'admettre qu'il n'y a pas d'ambiguïté de phase sur l'ensemble des données et l'hypothèse faite se trouve ainsi vérifiée. Dans le cas contraire, si la distribution présente des valeurs supérieures à 135° , alors la probabilité d'avoir des ambiguïtés sur l'ensemble des données est importante et l'hypothèse se trouve ainsi infirmée. La visualisation de la distribution de cette variation devrait donc constituer un bon indicateur du risque d'ambiguïté, ou de la validité de l'hypothèse.

6.3.1.1. Influence de la nature des échos de sol

Nous présentons sur la figure VI.9 la distribution de la variation temporelle de la phase pendant une période calme (non pluvieuse) pour les deux cibles fixes « A » et « B » situées à la même distance du radar mais à des azimuts différents.



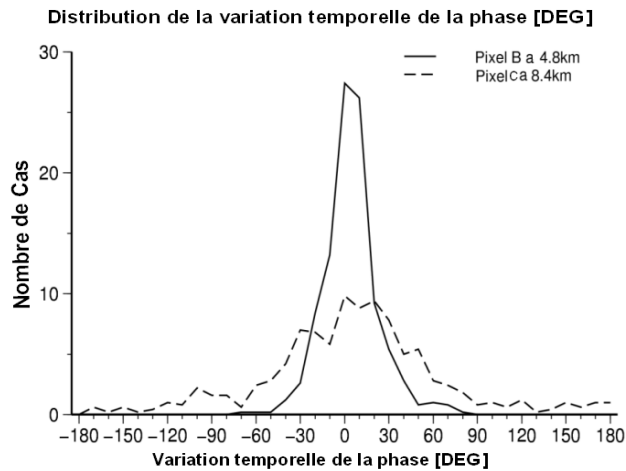
Figures VI.9 : Distribution de la variation temporelle de la phase sur 5 minutes en degrés, mesurée pendant la période calme (non pluvieuse) pour deux cibles situées à une distance de 4,8km du radar : le pixel « A » (en ligne discontinue), et le pixel « B » (en ligne continue).

Les deux distributions sont d'assez bonne qualité, mais présentent cependant des différences importantes. La distribution de l'écho « B » est étroite [toujours comprise entre $\pm 90^\circ$], alors que celle de l'écho « A » présente quelques valeurs supérieures à 135° (ou inférieures à -135°). Ces différences sous entendent que l'écho « B » n'est pas affecté par des ambiguïtés de phase, alors que l'écho « A » est très probablement impacté par ces ambiguïtés, au moins de temps en temps, ce qui est confirmé par les résultats présentés dans les figures VI.5 et VI.6.

6.3.1.2. Influence de la distance r

La seconde situation d'ambiguïté de phase correspond à la distance entre le radar et la cible, ou distance d'intégration. On voit en effet sur l'équation (IV.5) que la variation de phase est proportionnelle à cette distance d'intégration.

Pour évaluer la qualité de la variation temporelle de la phase, et la validité de l'hypothèse faite, nous avons sélectionné deux échos à des distances différentes, l'un est situé à 4,8km (correspond à l'écho B), et l'autre (pixel « C ») est à 8,4km. Les distributions correspondantes sont tracées sur la figure (VI.10).



Figures VI.10 : Distributions de la variation temporelle de la phase sur 5 minutes en degrés, mesurée pour deux pixels situés à deux distances différentes : pixel « B » situé à 4,8Km du radar (ligne continue) ; pixel « C » situé à 8,4Km du radar (ligne discontinue).

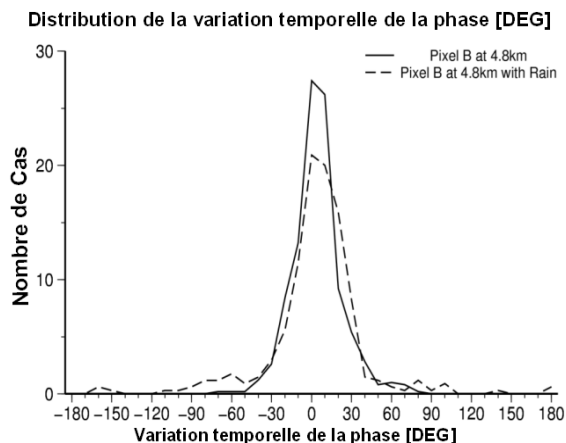
Pour le pixel « C » la distribution est beaucoup plus large que celle du pixel « B », et présente un grand nombre de valeurs au delà de 135° , ce qui signifie un fort risque d'ambiguïté de phase. On voit dans ce cas que l'éloignement en distance génère des ambiguïtés, la dérivation en distance entre deux cibles proposée par Fabry (2004) est la solution la plus simple et la plus efficace, pour régler ce problème.

6.3.1.3. Influence de la pluie sur la mesure

Comme c'était illustré dans la figure (VI.8), la période d'étude peut être dérivée en deux périodes:

- du 2 Mars au 24 Mars (0 à 552 heures) : période calme, sans précipitation ;
- du 25 Mars au 9 Avril (552 à 936 heures) : période avec précipitation.

Nous présentons sur la figure VI.11 les distributions de la variation temporelle de la phase pour le même pixel « B », lors de ces deux périodes.



Figures VI.11: Distribution de la variation temporelle de la phase sur 5 minutes en degrés mesurée pour le pixel « B » situé à 4,8Km du radar pour des journées pluvieuses (ligne discontinue) et des journées non pluvieuses (ligne continue).

On remarque que, lors de la période calme, la variation temporelle de la phase de l'écho B reste confiné entre les bornes $\pm 90^\circ$, alors que pendant la période pluvieuse la distribution devient plus large, avec des valeurs supérieures à $\pm 135^\circ$, ce qui est suffisant pour provoquer les quelques ambiguïtés qui sont observées (figure VI.5).

On peut conclure de ce qui précède que la distribution de la variation temporelle de la phase sur une population de données, après correction des effets dus au changement de fréquence de l'oscillateur local, est un bon indicateur de la présence d'ambiguïté dans cette population. On confirme d'autre part les résultats de Fabry (2004) et Fabry et al. (1997) suivant lesquels les problèmes d'ambiguïté augmentent avec la distance d'intégration, avec la présence de la pluie, et dépendent aussi du type de pixel.

6.3.2. Etude de simulation avec des données au sol

Pour qualifier la qualité de la mesure radar, nous avons voulu étudier l'évolution saisonnière des variations temporelles de la phase, ainsi que sa sensibilité à la distance d'intégration et au temps d'échantillonnage. Cette étude est importante dans l'optique de l'implémentation de la mesure de réflectivité en opérationnel avec le réseau ARAMIS, et notamment pour caractériser les conditions d'échantillonnage selon le type de radar utilisée (bande S - C et X). Nous avons utilisé les données in-situ de la station de Trappes. Cette station permet d'avoir accès aux paramètres météorologiques (Température, Pression, Humidité) toutes les minutes, sur une longue période de 4 ans, du 01 janvier 2005 au 31 décembre 2008. Les mesures des paramètres météorologiques (P, T, U) permettent de calculer la réflectivité in-situ, en utilisant la formule (III.2) cité précédemment dans le chapitre III :

$$N = 77.6 \frac{P}{T} + 3.73 \times 10^5 \frac{e}{T^2}$$

A partir de là, il est possible de simuler une variation temporelle de la phase à partir de l'équation (IV.5) :

$$\begin{aligned} \Delta\phi(r_2, t, t_{ref}) - \Delta\phi(r_1, t, t_{ref}) &= \frac{4\pi f 10^{-6}}{c} \int_{r_1}^{r_2} [N(x, t) - N(x, t_{ref})] dx \\ &\approx \frac{4\pi f 10^{-6}}{c} [N(r, t) - N(r, t_{ref})][r_2 - r_1] \end{aligned} \quad (IV.5)$$

Comme la mesure in-situ est ponctuelle, elle ne permet pas de savoir si $N(r, t)$ est homogène sur telle ou telle gamme de distance. Dans la simulation, il faudra donc admettre l'hypothèse d'homogénéité de N entre r_1 et r_2 , hypothèse certainement d'autant moins vérifiée que r_2 est éloigné de r_1 . Ce problème sera d'autant plus critique que les structures de l'atmosphère seront de petite échelle, structures turbulentes de basses couches par exemple.

Afin de caractériser la sensibilité de la mesure en fonction du temps de revisite, nous avons sélectionné trois intervalles de temps entre les mesures, ou périodes d'échantillonnage (1, 5, 15 minutes). Nous avons également choisi plusieurs distances d'intégration ($r_2 - r_1$) entre 500m et 5km avec un pas de 500m. A chaque fois on admet que N reste homogène sur cette distance d'intégration, ce qui n'est certainement pas vérifié pour les distances d'intégration les plus importantes, et ceci entraînera donc des sur-estimations de la dérivée spatiale de la phase simulée. La dernière variable que nous avons choisie est la fréquence radar pour les 3 types de radar utilisés dans l'opérationnel.

Nous ne présentons ici que les séries temporelles correspondant à un temps de revisite de 5 minutes, une distance d'intégration de 2500m, et une fréquence f égale à 5.6GHz (radar en bande C). Des résultats plus complets figurent en annexe C, dans le résumé long de la conférence (Boudjabi, AMS 2009).

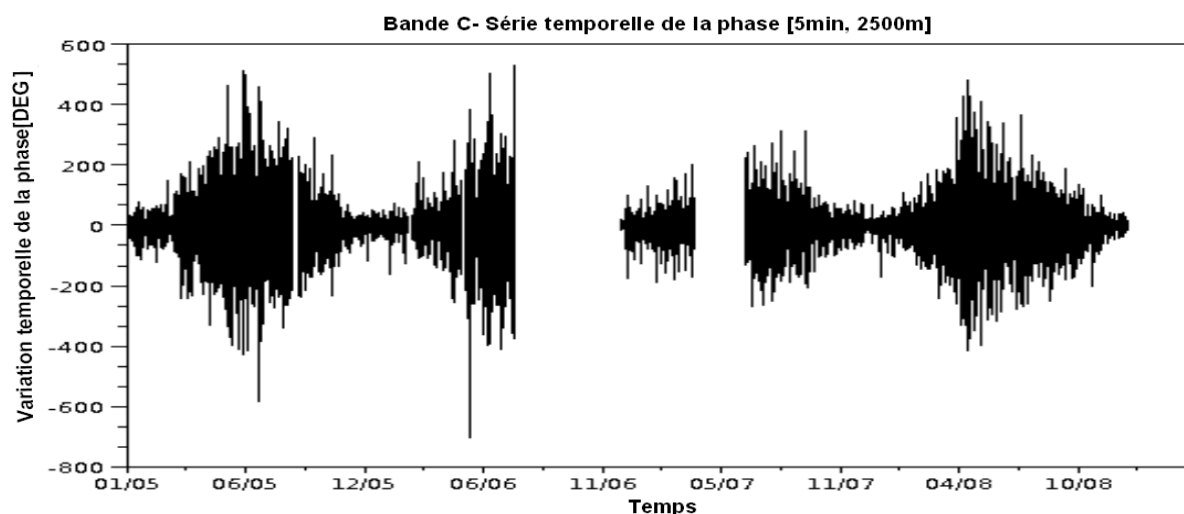


Figure VI.12 : Evolution de la variation temporelle de la phase sur 5 minutes (en degrés) simulée à partir des données In-Situ de la station météorologique de Trappes entre les années 2005 et 2008 pour un radar en bande C. Le temps de revisite est ici fixé à 5 minutes, et la distance d'intégration, sur laquelle on suppose la réflectivité homogène à 2500m.

Nous présentons sur la figure (VI.12) la série temporelle de la variation temporelle de la phase simulée à partir des données de la station de Trappes sur une durée totale de 4 années. On observe des fluctuations importantes à partir de la fin du printemps jusqu'au début de l'automne de chaque année, alors que les fluctuations sont plus faibles le reste du temps (entre l'automne et le printemps).

Ces fluctuations sont donc fortement liées au cycle saisonnier. En effet, le rayonnement solaire est plus intense en été et plus faible en hiver (l'hémisphère nord). Un fort rayonnement solaire chauffe la surface de la terre, ce qui entraîne le réchauffement de l'air des basses couches de l'atmosphère qui génère ensuite des flux turbulents (Curry, et al. 1988) importants.

En limitant la représentation à une durée plus courte, le mois de mai 2008 (Figure VI.13), nous observons le même type de fluctuations que sur la figure VI.12, avec cette fois des fluctuations à l'échelle de la journée alors qu'elles étaient annuelles sur la figure VI.12. On remarque que les fluctuations de la variation temporelle de la phase (simulées à partir des mesures in-situ de Trappes), sont beaucoup plus fortes l'après-midi que le matin. Là encore l'explication vient du cycle diurne, générant plus de turbulence dans la couche limite l'après midi que le matin.

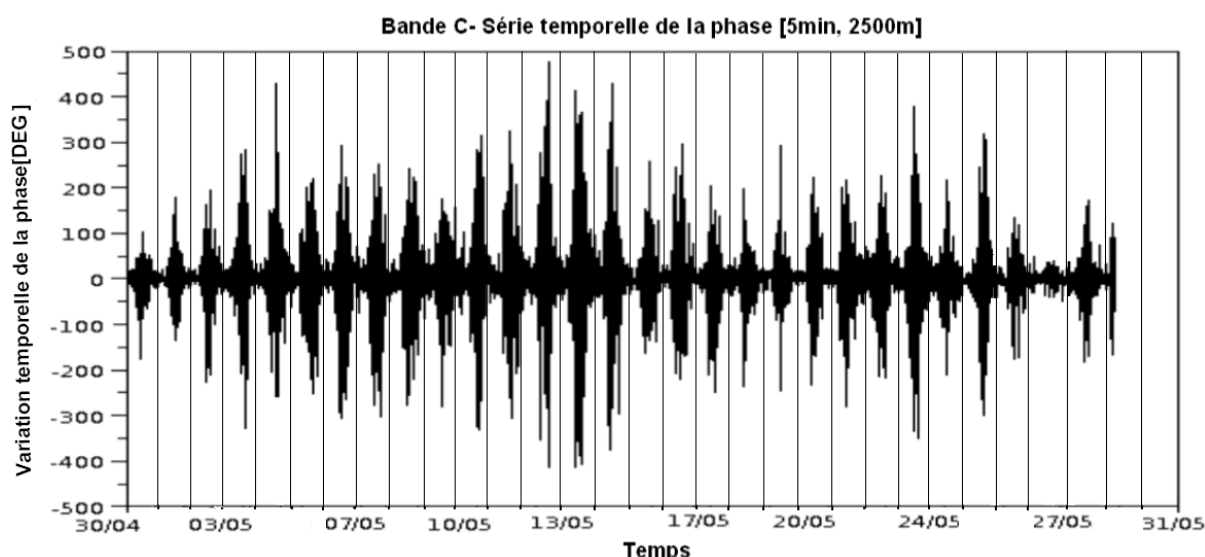


Figure VI.13: Evolution de la variation temporelle de la phase sur 5minutes (en degrés) simulée à partir des données In-Situ de la station météorologique de Trappes pour une durée de 30 jours (du 30Avril au 31 Mai 2008). Pour chaque jour, le trait vertical correspond à 0h.

Ce résultat tend à montrer que les valeurs les plus grandes de la variation temporelle de la phase sont dues, non pas à des variations lentes de la réfractivité que l'on pourrait estimer à partir de données horaires de stations de mesure au sol, mais plutôt à des changements rapides dus au passage plus ou moins aléatoire de cellules turbulentes entre le radar et la cible.

Pour confirmer cette hypothèse, nous avons représenté sur la figure VI.14 la variation temporelle de la phase radar issue du pixel « B » sur une échelle temporelle d'un mois. A cette échelle, les fluctuations diurnes dont on soupçonnait déjà la présence sur la figure VI.2, sont ici assez évidentes. Même si elles ne sont pas aussi marquées que pour les phases simulées à partir des données in-situ, ces fluctuations ont elles aussi probablement pour origine les fluctuations turbulentes entre le radar et la cible.

On remarque également que les amplitudes des fluctuations de phase simulées à partir des mesures in-situ (figure VI.13) sont pratiquement deux fois plus grandes que les amplitudes des fluctuations effectivement mesurées par le radar (figure VI.14), alors même que le pixel radar est à une distance de 4,8km, pratiquement deux fois plus importante que la distance d'intégration de 2500m choisie pour la simulation. L'explication de cette différence pourrait être la mise en défaut de l'hypothèse utilisée lors de la simulation, l'homogénéité de la réfractivité sur cette distance de 2500m : en effet, il suffit de remplacer le facteur $[r_2-r_1]$ de l'équation (IV.5) par 500m pour réduire l'échelle verticale des figures (VI.12 et VI.13) d'un facteur 5.

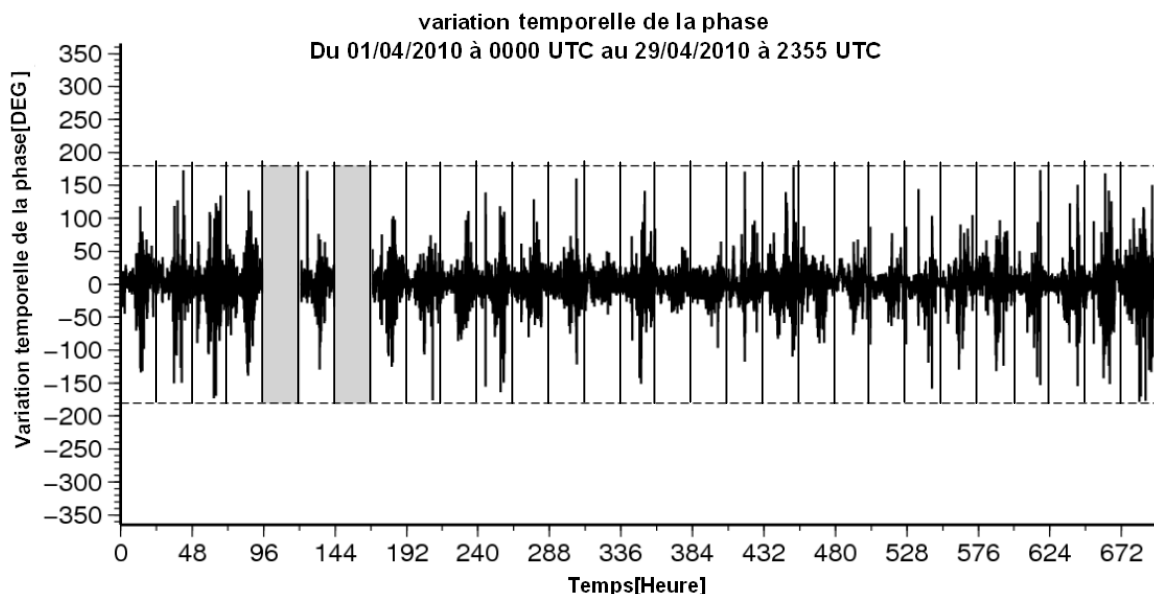


Figure VI.14 : Evolution de la variation temporelle de la phase sur 5 minutes (en degrés) d'un signal réfléchi par le pixel « B » situé à 4.8km (ligne noire), pour la période du 01 au 29 Avril 2010. Les colonnes grises indiquent l'absence de données. Pour chaque jour, le trait vertical correspond à 0h.

En conclusion de cette partie, le travail de simulation effectué à partir des données in-situ de la station de Trappes permet de montrer que la variation temporelle de la phase du signal reçu des échos fixes, et donc la mesure de la réfractivité, est très sensible aux turbulences dans les basses couches de l'atmosphère sous l'influence du rayonnement radiatif, avec un cycle diurne et un cycle saisonnier très marqués. Les fluctuations de phase dues à ces phénomènes, qui ont typiquement un comportement aléatoire, sont dans ce cas les principales responsables des problèmes d'ambiguïté de la mesure par radar.

La comparaison des amplitudes des données issues du radar, et simulées à partir des mesures in-situ, indique que la dimension caractéristique des cellules turbulentes responsables de ces fluctuations est plus proche de 500m que de 2500m.

Ces résultats, complétés par des estimations des variations de la phase issues d'un travail de simulation à partir du modèle MESO-NH à très hautes résolutions spatiale et temporelle pendant un événement orageux, ont été rassemblés dans un article proposé au Boundary Layer in Meteorology (Besson et al., 2010) [annexe B]. Les champs issus de MESO-NH permettent tout particulièrement de mettre en évidence la signature en réfractivité des phénomènes dynamiques qui précèdent le déclenchement de la convection.

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Après une présentation du contexte de l'étude dans les chapitres 1, 2 et 3, nous avons proposé dans le chapitre 4 une nouvelle formulation analytique pour l'expression de la phase d'un signal reçu d'une cible fixe distante, pour un radar à magnétron. Cette expression fait apparaître trois termes :

1. un premier terme dit « Oscillateur Local » qui est proportionnel à la variation de la fréquence de l'oscillateur local f_{Lo} entre les deux instants de mesure t et t_{ref} . Ce terme ne dépend que de facteurs parfaitement connus ;
2. un deuxième terme dit « Résiduel » qui est proportionnel à la variation de la fréquence du magnétron du signal émis et à une constante inconnue $\Delta\tau$, caractéristique de chaque pixel ;
3. le dernier terme est le terme habituel dit « de réfractivité » qui est proportionnel à la variation de l'indice de réfraction entre les deux instants de mesure t et t_{ref} .

Pour obtenir une erreur de phase acceptable, de l'ordre de quelque degré, un bilan d'erreur permet de conclure que des précisions de l'ordre de 10^{-8} sur la fréquence de l'oscillateur local, et de 10^{-6} sur la mesure de la fréquence du magnétron, sont nécessaires. Cette différence d'un facteur 100 entre les précisions sur les estimations de f et de f_{Lo} est un résultat important en terme d'application puisque ces ordres de grandeurs sont facilement accessibles, alors qu'une précision de 10^{-8} sur la fréquence du magnétron serait beaucoup plus difficile à obtenir.

Avec pour objectif de valider cette expression analytique, une première campagne de mesure expérimentale a été organisée avec l'aide des équipes techniques de Météo France, autour du radar opérationnel de Falaise, pour enregistrer des données brutes I et Q dans un secteur restreint de $15^\circ \times 10\text{km}$, à partir desquelles on souhaitait effectuer des mesures de réfractivité, et les comparer aux mesures in situ des stations automatiques du réseau opérationnel au sol. Au cours du traitement de ces données, nous avons identifié plusieurs problèmes techniques impactant la qualité de la mesure :

- instabilité de l'angle d'azimut ;
- désynchronisation des horloges ;
- saturation des signaux réfléchis.

Après plusieurs essais et contrôles, le service technique a effectué les corrections et les modifications du système d'acquisition du radar opérationnel, ce qui a permis in-fine de résoudre ces problèmes, et d'améliorer ainsi la qualité des données radar exploitables pour valider l'expression analytique mais aussi celle de certains produits opérationnels, en particulier l'algorithme opérationnel d'estimation de la fréquence du signal émis, qui a été modifié afin d'arriver à une précision de mesure de l'ordre de quelques kilohertz.

Un autre algorithme a été élaboré pour mesurer la phase du signal reçu d'une cible fixe, ce qui a permis d'arriver à une précision de l'ordre de 5° pour une mesure effectuée avec un tir radar unique.

Suite à ces travaux, une seconde campagne de mesure a été organisée avec le même radar de Falaise pour enregistrer des données I et Q, avec le même objectif, cette fois dans un secteur plus vaste de $30^\circ \times 20\text{km}$. Ces données de bonne qualité ont effectivement permis la validation de l'expression analytique à partir d'une comparaison avec des mesures In-Situ. Nous avons ainsi pu :

- valider le premier terme « oscillateur local » et fournir une méthode de correction efficace. Cela a permis d'éliminer un grand nombre d'ambiguïtés de mesure sur la phase ;
- prouver l'existence du deuxième terme « résiduel » en mettant en relation la variation de la fréquence du signal émis avec la constante $\Delta\tau$. Nous proposons une méthode pour estimer cette constante, mais nous n'avons pas pu vraiment la mettre en oeuvre ;
- constater une très bonne cohérence entre les mesures de réfractivité par le radar et celles obtenues par les mesures au sol. Cela constitue une validation du troisième terme de l'expression analytique.

La conclusion de ces travaux est que, à condition d'appliquer les corrections appropriées, la mesure de réfractivité par un magnétron paraît aussi performante qu'avec un radar à klystron. Le principe et les résultats obtenus ont fait l'objet d'une publication récemment soumise à JAOT (Boudjabi et al., 2010) [annexe A].

Ces mesures, faites à partir de la phase du signal, souffrent cependant de problèmes d'ambiguïté dont nous avons tenté de quantifier l'importance en effectuant une simulation à partir de 4 années de données In-Situ de la station météorologique de Trappes, avec un pas de temps d'une minute. Les résultats obtenus montrent qu'on devrait pouvoir éviter ces problèmes à condition que le temps d'échantillonnage soit inférieur à 5 minutes, et que la distance d'intégration reste inférieure à 1km (Boudjabi, AMS 2009) [annexe C].

Par ailleurs le changement de phase pendant l'intervalle de temps de 5 minutes, simulé à partir des mesures in-situ, présente deux types de signatures : une signature saisonnière marquée par des variations assez importantes, qui dépassent les 360° surtout pendant le printemps et l'été, et une signature diurne marquée par des variations beaucoup plus importantes l'après midi que la nuit ou le matin.

On attribue ces comportements, que l'on retrouve sur les mesures radar, à l'effet des turbulences de la couche limite de l'atmosphère observées chaque jour entre 13h et 18h. Avec d'autres résultats qui portent également sur les problèmes d'ambiguïté de mesure, cette étude fait l'objet d'une seconde publication soumise à Boundary Layer in Meteorology (Besson et al., 2010) [annexe B].

Une autre étude a été effectuée à partir des distributions de variations temporelles de la phase obtenues avec les données radar. Cette étude a permis d'évaluer les risques d'ambiguïté de la phase et leurs impacts sur la précision de mesure de la réfractivité.

Ainsi on a pu constater que la qualité des mesures est affectée par la présence de pluie, la nature de l'écho et l'intégration en distance, et confirmer que la distribution de la variation temporelle de la phase constitue un bon indicateur des problèmes d'ambiguïté sur une population de données (Boudjabi et al., 2010) [annexe A].

Cette question de l'ambiguïté est certainement un grand défi pour la mesure de la réfractivité radar, en particulier pour les petites longueurs d'ondes en bande C et en bande X, et il faudra mieux caractériser ce problème pour trouver des solutions adaptées. On pourra alors appliquer les étapes décrites par Fabry (1997) pour réaliser des cartes de réfractivité, en prenant en compte une stratégie de mesure adaptée à notre contexte, en mettant tout particulièrement l'accent sur la mesure locale de la réfractivité à partir de la dérivée spatiale de la phase.

Après validation, la méthode sera déployée opérationnellement dans le réseau Aramis des radars français et des expériences d'assimilation seront effectuées avec les modélisateurs, tout particulièrement dans le cadre de campagnes expérimentales comme HYMEX.

Dès à présent un produit radar de réflectivité a été mis en place sur tous les radars du réseau Aramis. Il s'agit d'images du signal intégré, c'est à dire le signal reçu, corrigé de la phase de l'émetteur et des variations de phase dues aux éventuels changements de fréquence de l'oscillateur local. C'est un produit polaire, avec une résolution de $0.5^\circ \times 150\text{m}$ (ou 250m suivant les radars), disponible toutes les 5 minutes. Ce produit sera utilisé pour :

- systématiquement rechercher quels sont les « bons pixels » du point de vue de la réflectivité, c'est à dire ceux pour lesquels la distribution de la variation temporelle de la phase reste étroite ;
- poursuivre la validation de la mesure à l'échelle du réseau par un travail de comparaison systématique avec les mesures in-situ ;
- alimenter des premières études d'assimilation de la réflectivité radar par le modèle numérique de prévision.

Par ailleurs, et compte tenu de la nature particulière des perturbations par les structures turbulentes, les travaux sur la question se poursuivront pour :

- mieux préciser les limites de l'échantillonnage radar pour la réflectivité. De nouvelles prises de données seront réalisées dans cet objectif, avec un radar en bande S, un taux de revisite le plus faible possible (sans doute 15 secondes) et une durée d'impulsion plus courte, inférieure à 1 microseconde, pour évaluer l'influence de ces différents paramètres sur l'occurrence des problèmes d'ambiguïté ;
- évaluer les éventuelles possibilités du radar à fournir des informations sur la turbulence du milieu de propagation entre le radar et l'écho fixe. Pour cela on pourra utiliser les variations de phase, qui présentent l'inconvénient d'être l'objet d'ambiguïtés, mais aussi les variations d'amplitude du signal, sans doute moins sensibles mais plus robustes.

Références

Andrieu, H., G. Delrieu, and J. D. Creutin, **1995** : Identification of vertical profiles of radar reflectivity for hydrological applications using an inverse method. Part II: Sensitivity analysis and case study. *J. Appl. Meteor.*, **34**, 240–259.

Bean, B. R., and E. J. Dutton, **1968** : Ratio Meteorology. National Bureau of Standards Monogr., **92**, *National Bureau Standards*, 435 pp.

Besson, L., C. Boudjabi, O. Caumont and J. Parent du Châtelet, **2010** : Links between weather phenomena and characteristics of refractivity measured by precipitation radar, submitted to *Boundary Layer in Meteorology*.

Bock, O., J. Tarniewicz, Y. Morille et co-auteurs, **2003** : Développement d'un lidar Raman pour le sondage de la vapeur d'eau et la correction des délais troposphériques en GPS. *Bulletin d'information de l'IGN*, **74**, 63–70.

Boudjabi, C., L. Besson and J. Parent du Chatelet, **2010** : Validation of refractivity measurements with magnetron transmitter radar, Submitted to JAOT.

Boudjabi, C., and J. Parent du Chatelet, **2009** : Evaluation of phase ambiguity problem due to sampling time when measuring refractivity with precipitation radar, AMS conference on radar in meteorology, USA, October 2009.

Bousquet, O., P. Tabary, and J. Parent du Châtelet, **2008** : Operational multiple-Doppler wind syntheses inferred from long range Doppler velocity measurements. *J. Appl. Meteor. Clim.*, **47**, 2929-2945

Bosser, P., **2004** : Etude et développement d'une méthode de correction des délais tropo-sphériques en GPS à l'aide de mesures de vapeur d'eau par LIDAR Raman. Institut Géographique National.

Browning, K. A., and R. Wexler, **1968** : The determination of kinematic properties of a wind field using Doppler radar. *J. Appl. Meteor.*, **7**, 105–113.

Cayla, F. R, **2001** : L'interféromètre IASI, Un Nouveau Sondeur Satellitaire à Haute Résolution. *La Météorologie*, 8^e série, **32**, 23-39

Champollion, C., **2005** : Quantification de la vapeur d'eau troposphérique par GPS (modèles 2D et tomographies 3D) – application aux précipitations intenses. mémoire de thèse, Université de Montpellier II, Sciences et techniques du Languedoc.

Cheong, B. L., R. D. Palmer, C. D. Curtis, T.-Y. Yu, D. S. Zrnic, and D. Forsyth, **2008**: Refractivity retrieval using the phased array radar: First results and potential for multimission operation. *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, **46**, 2527–2537.

Chong, M., and J. Testud, **1983**: Three dimensional wind field from dual-Doppler radar data. III: The boundary condition: An optimum determination based on a variation al concept. *J. Climate. Appl. Meteor.*, **22**, 1227-1241.

Creese, C. W., **1999** : Meteorological Interpretation of Near Surface Refractivity measurements .M.S. thesis of Atmospheric and Oceanic Sciences, McGill University, 83 pp.

Curry, J. A., E. E. Ebert, and G. F. Herman, **1988** : Mean and turbulence structure of the summertime arctic cloudy boundary layer. *Quart. J. Roy. Meteor. Soc.*, **114**, 715-746.

Davis, K., Craig, A. Desai, S. Kang, B. Reen, and D. Stauffer, **2004** : Observations (and simulations) and land surface heterogeneity during IHOP In 2004 Science Workshop, Toulouse, France.

Dou, X., G. Scialom, and Y.Lemaitre, **1996** : MANDOP Analysis and airborne Doppler radar for meso-scale studies. *Quart. J. Roy. Meteor. Soc.*, **122**, 1231-1261.

Doviak, R. J., and D. S. Zrníc, **1984** : *Doppler Radar and Weather Observations*. Academic Press, 458 pp.

Doviak, R. J. and D. S. Zrníc, **1993**: *Doppler Radar and Weather Observations*. 2nd ed. San Diego: Academic Press

Demoz, B., Flamant C., Weckwerth T., Whiteman D., Evans K., Fabry F., Di Girolamo P., Miller D., Gerts B., Brown W., Schwemmer J., Gentry B., Feltz W. and Wang Z, 2006: The dryline on 22 may 2002 during IHOP, **2002** : Convective-scale measurements at the profiling site. *Mon. Wea. Rev.*, **134**, 294–310.

Delahaye J-Y., C. Guérin, J.P. Vinson, H. Dupuis, A. Weill, H. Branger, L. Eymard, G. Lachaud , J. Lavergnat and G. Lachaud, **2001**: A new shipborne microwave refractometer for estimating the evaporation flux at the sea surface, *J. Atmos. and Ocean. Technology*, **18**, 459-575.

Doerflinger E., **2001** : Les applications météorologiques du système de positionnement satellitaire GPS. *La météorologie*, **34** :21–37.

Dinku, T., E. N. Anagnostou, and M. Borga, **2002**: Improving radar-based estimation of rainfall over complex terrain. *J. Appl. Meteor.*, **41**, 1163–1178.

Duvernoy, J. and M. Leroy, **2000** : La mesure de l’humidité à Météo-France. Note interne de la DSO / Météo-France, n°**39**.

Fabry, F.,C. Frush, I. Zavadski, and A. Kilambi, **1997**: On the extraction of near surface Index of Refractivity Using Radar Phase Measurements from Ground Targets. *J. Atmos. Ocean. Technol.*, **14**, 978-987.

Fabry, F., **2004**: Meteorological Value of Ground Target Measurements by Radar. *J. Atmos. Ocean. Technol.*, **21**,560-573.

Fabry, F., **2006**: The Spatial Variability of Moisture in the Boundary Layer and Its Effect on Convection Initiation: Project-Long Characterization. *Monthly Weather Review*. **134**, 79-91

Fabry, F., and I. Zawadzki, **1995**: Long-term radar observations of the melting layer of precipitation and their interpretation. *J. Atmos. Sci.*, **52**, 832–851.

Flamant, C., F. Guichard, J. van Baelen, O. Bock, F. Couvreur, D. Parsons, T. Weckwerth, J. Pelon, P. Drobinski, K. Lhomme, and M. Guenno et E. Doerflinger, **2003** : La campagne IHOP-2002. *La météorologie*, **43**, 38–47.

Fritz, J., and V. Chandrasekar, **2009** : Implementation and analysis of Networked Radar Refractivity Retrieval. *JAOT.*, **26**, 2123-2135.

Germann, U., and J. Joss, **2002** : Mesobeta profiles to extrapolate radar precipitation measurements above the Alps to the ground level. *J. Appl. Meteor.*, **41**, 542–557.

Gourley, J. J., P. Tabary, and J. Parent du Chatelet, **2006** : Data quality of the Météo-France C-band polarimetric radar. *J. Atmos. Oceanic Technol.*, **23**, 1340–1356.

Heinselman, P. L., B. L. Cheong, R. D. Palmer, D. Bodine, and K. Hondl, **2009** : Radar refractivity retrievals from KTLX: Insights into operational benefits and limitations. *Wea. Forecasting*, **24**, 1345–1361.

Hubbert, J. V., V. N. Bringi and L. D. Carey, **1995** : CSU-CHILL polarimetric radar measurements from a severe hail storm in Eastern Colorado. 1. *Appl. Meteor.*, **37**, 749-775.

Illingworth, A.J., Goddard, J.W.F. and Cherry, S.E., **1987**: Polarisation radar studies of precipitation development in convective storms. *Quart. J.Roy. Meteorol. Soc.*, **113**, 469-489.

Leber, G. W, C. J. Merrit, and J. P. Robertson, **1961**: Analysis of heavy rains. *Proc, weather radar conf.*, **9th** ,1961 pp. 203-205.

Lhermitte, R. M, and D. Atlas, 1961: Precipitation motion by pulse Doppler radar. *Proc. Ninth Weather Radar Conf., Boston, Amer.Meteor.Soc.*, 218-223.

Matejka, T.,and R. C. Srivastava, **1982** : An Improved Version of the Extended Velocity-Azimuth Display Analysis of Single-Doppler Radar Data. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*. **8**, pp. 453-466

Meischner, P., **2004** : Weather Radar, Principles and Advanced Applications. *SPRINGER SIENCE-VERLAG BERLIN*.

Meurens, P.A., **2006** : Analyse des données Doppler et Polarimtriques en incidence verticale. Rapport de stage effectuée à météo France au centre CMR de Trappes.

Markowski, P.,and Y. Richardson, **2007**: Observations of Vertical Wind Shear Heterogeneity in Convective Boundary Layers. *Monthly Weather Review*. **135**, 843-861.

Nicol, J. , T. Darlington, A. Illingworth, K. Barthlemew, M. Kitchen, and E. Delaygue, **2008**: Operational Testing of Radar Reflectivity Retrieval for the UK Radar Network. ERAD 2008- The fifth European conf. On radar in Meteorology and Hydrology

Parent du Châtelet J., **2003** : Le réseau français de radars pour la surveillance des précipitations. *La Météorologie*, 8e série, **40**, 44-52.

Parent du Châtelet J., and C. Boudjabi, **2007**: Evaluation of the refractivity measurement feasibility with a (C band) radar equipped with a magnetron transmitter, AMS conference on radar in meteorology, CAIRNS, August 2007.

Parent du Châtelet J., and C. Boudjabi, July **2008** : Helsinki: A new formulation for signal reflected from a target using a magnetron radar, ERAD the fifth European conference on Radar in meteorology and hydrology.

Pellarin, T., G. Delrieu, G. M. Saulnier, H. Andrieu, B. Vignal, and J. D. Creutin, **2002** : Hydrologic visibility of weather radar systems operating in a mountainous region: Case study for the Ardèche catchment (France). *J. Hydrometeor.*, **3**, 539– 555.

Peace, R. L. , R. A. Brown, H. G. Camnitz, **1969** :Horizontal Motion Field Observations with a Single Pulse Doppler Radar. *Journal of the Atmospheric Sciences*. **5**, 1096-1103.

Roberts, R. D., and Co-authors, **2008**: REFRACTT-2006: Real-time retrieval of high-resolution low-level moisture fields from operational NEXRAD and research radars. Bull. Amer. Meteor. Soc., **89**, 1535–1538.

Ryzhkov, A.V, D.S. Zernic and R. Fulton, **1996**: Areal rainfall estimates using differential phase. *J. Appl.Meteorol.*, **39**, 263-268.

Sauvageot, H, 1992 :Radar Meteorologie. *Artech House, Boston*.

Sugier, J., J. Parent du Châtelet, P. Roquain, and A. Smith, **2002**: Detection and removal of clutter and anaprop in radar data using a statistical scheme based on echo fluctuation. *Proc. Second European Radar Conf.*, Delft, Netherlands, Copernicus GmbH, 17–24.

Straka. J. M.,D.S. Zrnic and A.V.Ryzhkov, **2000**: Bulk hydrometeor classification and quantification using polarimetric radar data. *Journal of applied meteorology* **39**(8):1341-1372.

SITE1 : Accessible sur Internet à l'adresse :

<http://climatheque.meteo.fr/aide/climatheque/reseauPostes/>

Smith, E. K. and S. Weintraub, **1953**: The constants in the equation for atmospheric refract index at radio frequencies. *Proc. I.R.E.*, **41**, 1035–1037.

Stull, R.B., **1988**. An Introduction to Boundary Layer Meteorology. Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 666 pp.

Scialom. G, and J.Testud, **1986** :Retrieval of Horizontal Wind Field and Mesoscale Vertical vorticity in Stratiform Precipitation by Conical Scannings with Two Doppler Radars. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*. **3**, pp 693-703.

Scialom, G, and Y. Lemaître, **1990**: A New Analysis for the Retrieval of Three-Dimensional Mesoscale Wind Fields from Multiple Doppler Radar. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*. **7**, pp 640-665.

Tabary, P., F. Guibert, L. Perier and J. Parent du Châtelet, **2006** : An operational triple PRT scheme for the French radar network. *J. Atmos. Ocean. Technol.*, **23**, 1645-1656.

Tarniewicz, J., O. Bock, J. Pelon, and Ch. Thom, **2002**: Development of a H₂O Raman lidar : First Results during the ESCOMPTE 2001 campaign. In Gilles Roy Luc R. Bissonnette and Gilles Vallée, editors, Lidar Remote Sensing In a atmospheric and Earth Science.

Testud., J., E.L. Bouar, E. Obligis, and M. Ali-Mehenni, **2000**:The rain profiling algorithm applied to polarimetric weather radar. *J. Atmos.Oceanic Technol.*, **17**, 332-356.

Van Baelen, J., J-P. Aubagnac, E. Doerflinger, O. Bock, A. Walpersdorf, and F. Masson, **2003**: The french gps-water vapor contribution. In EGS - AGU - EUG Joint Assembly, Abstracts from the meeting held in Nice, Geophysical Research, volume Vol. **5**, 2003.

Vulpiani Gianfranco, Pierre Tabary, Jacques Parent du Chatelet, Frank S. Marzano, **2008** : Comparison of Advanced Radar Polarimetric Techniques for Operational Attenuation Correction at C Band. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*. **25**, pp. 1118-1135.

Walpersdorf, A., E. Calais, J. Haase, L. Eymard, M. Desbois and H. Vedel, **2002**: Atmospheric gradients estimated by GPS compared to a high resolution numerical weather prediction (NWP) model. Physics and Chemistry of the Earth, Part A: Solid Earth and Geodesy, Vol. **26** (3), pp. 147-152.

Wakimoto R.M., and H. V. Murphey, **2010**: Frontal and Radar Refractivity Analyses of the Dryline on 11 june 2002 during IHOP. *Mon. Wea. Rev.*, **138**, 228-240.

Weckwerth. T. M, David B Parsons, S. E. Koch, J. A. Moore, M. A. LeMone, B. B. Demoz, C. Flamant, B. Geerts, J. Wang, and Wayne F. Feltz, **2004**: An Overview of the International H₂O Project (IHOP 2002) and Some Preliminary Highlights. *Bulletin of the American Meteorological Society*, **85**(2) :253–277, 2004.

Weckwerth T. M, C. R. Pettet, F. Fabry, S. Park, and J. W. Wilson, **2005**: Radar refractivity retrieval: Validation and application to short-term forecasting. *J. Appl. Meteor.*, **44**, 285–300.

Zrnic, D. S., and P. Mahapatra, **1985** : Two methods of ambiguity resolution in pulse Doppler weather radars. *IEEE trans. Aerosp. Electron. Syst.* AES-**21**, 470-483.

Annexes

Annexe A :

Validation of refractivity measurements with magnetron transmitter radar

Validation of refractivity measurements with magnetron transmitter radar

Chiraz BOUDJABI, Lucas BESSON and Jacques PARENT du CHATELET
Météo France, Direction des Systèmes d'Observation, Trappes (France),

ABSTRACT

Refractivity measurements by radar could be useful for convection prediction through the measurement of moisture in the boundary layer, particularly in pre-storm conditions. Until now such measurements have only been performed by coherent radars but European weather radars are mostly equipped with non-coherent magnetron transmitters, for which the phase of the transmitted pulse is random, and the frequency can drift over time, mainly due to temperature variations.

In this paper, we give an analytical expression of the measurement of refractivity by a non-coherent drifting frequency magnetron radar, and we validate the three terms of this formulation by comparing the radar measurements with in-situ measurements. The main conclusion is that, provided the necessary corrections are applied, the measurement of refractivity may well be performed with a non-coherent radar. The correction factor mainly depends on the frequency variation of the local oscillator, which is perfectly known. A second-order correction can also be applied, which is proportional to the frequency variation of the magnetron, and to the difference between the sampling time and the propagation time between the radar and the static target. We finally discussed the problem of aliasing, which is certainly a challenge for measurements of refractivity, using a radar at short wavelengths, and we propose to use the phase time-derivative to help identifying this problem.

1. Introduction

Often suggested as a proxy for estimating surface humidity, measurements of radar refractivity are receiving increasing attention from the meteorological community. The phase variations of the radar ground echoes are related to changes in the refractive index of air between the radar and static targets (Fabry et al.1997). The index of refraction varies with pressure, temperature and relative humidity, so that any phase change is a recording of the variation of atmospheric parameters.

For radar equipped with coherent transmitters, the transmitted signal is generated at low power before being amplified. The frequency and phase of the pulse are well controlled, and therefore these radars can be used to make refractivity measurements. However the most part of the operational European radar networks are equipped with non-coherent magnetron transmitters for which phase is unpredictable and frequency can drift over time, and this must be taken into account for Doppler and refractivity measurements.

Nutten et al. showed in 1979 that the radial component of the wind can be measured by Doppler shift with a magnetron radar, provided that the phase of every transmitted pulse is measured to be able to apply the appropriate phase correction on the received signal. Nowadays, thanks to the digital receivers, most of the radars equipped with non-coherent transmitters are capable of doing Doppler measurements. Among others, Météo-France has developed its own digital receiver (Parent et al., 2001) and the entire French network is now equipped for Doppler measurements (Tabary et al., 2006).

As the phase term $[4\pi f r / c]$ is proportional to the frequency, use of signal phase also requires that the frequency f is been sufficiently stable during the measurement time. This poses no problem for Doppler measurements, which require only a few tens of milliseconds, but it is certainly more difficult for refractivity measurements, for which we will compare the phase of two signals separated by longer durations: minutes, hours or days. This condition is obviously not fulfilled for the non-coherent radars and corrections must be implemented to take into account the frequency drifts of the transmitter.

Another feature to consider is that the signal frequency on which we perform the measure is not zero because the signal is the result of mixing between the received signal and local oscillator, the frequencies of which may be different. This has the result that the measured phase also depends on the difference between sampling time and propagation delay.

An initial formulation for the phase of a signal backscattered by a static target for a non-coherent magnetron radar has been given by (Parent du Chatelet et al., 2007) who concluded that "*The phase difference between the received signal and the transmitted signal actually only depends of the frequency of the local oscillator, of the distance r and of the index of refraction n* ", and does not depend on the magnetron frequency. The consequences of this result for Doppler and refractivity measurements were considered by (Parent du Châtelet and Boudjabi, 2008). Junyent et al. (2009) also proposed a fully applicable correction factor to take into account the frequency variations of the transmitter. Their correction factor depends both of the transmitter frequency and of the local oscillator frequency.

In this paper, after recalling in Section 2 the equations for measuring the refractivity with a coherent radar, we develop in Section 3 the formulation of the signal backscattered by a static target for a non coherent radar, more complete than Parent du Chatelet et al., (2007). In this formulation, we pay particular attention to separate the effects due to frequency variations of the local oscillator, frequency variations of the transmitter, and those due to changes of refractivity in between the radar and the target. We then give the expression of a correction factor designed to take into account the errors due to changes of these frequencies. To first order, this correction factor only depends on the frequency variations of the local oscillator. Another second-order correction, which depends on changes in the frequency of the transmitter, can also be applied provided to know the transmitted frequency and the difference between the propagation time and the sampling time of the signal.

We validate in Section 4 the different terms of the theoretical formulation by comparison with in-situ measurements, and we present some preliminary results of radar measurements compared to refractivity values deduced from in-situ measurements by Automatic Weather Stations. Finally we approach the aliasing problem and we use the distribution of the time-derivative of the phase in order to help to

quantify this problem.

2. Basic equations for refractivity measurement with coherent transmitter

The refractive index n of a medium is defined as the ratio between the speed of light in this medium and the speed of light in vacuum. For the atmosphere it is so close to 1 that the refractivity N expressed by (1) is commonly used (Bean and Dutton, 1968) :

$$N = (n-1)10^6 \quad (1)$$

The refractivity is related to atmospheric variables by (Smith and Weintraub, 1953):

$$N = 77.6 \frac{P}{T} + 3.73 \times 10^{-5} \frac{e \times RH}{T^2} \quad (2)$$

where T is the temperature in Kelvin, and P and e are respectively the atmospheric pressure and the saturated water vapor pressure, in millibar. RH is the relative humidity between 0 and 1.

Following the formulation of Fabry et al.(1997), the time-delay τ_{travel} for the electromagnetic wave to reach a target at distance r , and come back to the radar is¹ :

$$\begin{aligned} \tau_{travel}(r, t) &= \frac{2}{c} \int_0^r n(x, t) dx = \frac{2}{c} \int_0^r [1 + N(x, t) 10^{-6}] dx \\ &= \frac{2r}{c} + \frac{2 \cdot 10^{-6}}{c} \int_0^r N(x, t) dx \end{aligned} \quad (3)$$

where c is the speed of light in vacuum, n is the index of refraction, and $N(r, t)$ is the refractivity at distance r , and at time t .

Changes in this index along the path from the radar to the target are linearly related to phase ϕ of the signal:

$$\phi(r, t) = 2\pi f \tau_{travel}(r, t) = \frac{4\pi f r}{c} + \frac{4\pi f 10^{-6}}{c} \int_0^r N(x, t) dx \quad (4)$$

In this equation, the phase is mainly equal to $(4\pi f r)/c$, with an additional refractivity term much lower than the first one. From this, we see that a very small increment of r (actually half a wavelength, i.e. 2.5

¹ throughout the paper we use the notation τ for the delay after the transmission pulse, and t for time measurement in the sense of minutes or hours.

cm for a C-band radar) produces a 2π phase variation. Such an accuracy on r for a few km distant target is obviously not achievable, and the equation (4) cannot be used alone to measure the refractivity.

To avoid this problem, Fabry et al. (1997) suggested computing the difference $\Delta\phi(r, t, t_{ref})$ between the phase measured at time t and the phase measured at a reference time t_{ref} . For a given target at range r , we obtain from (4) :

$$\Delta\phi(r, t, t_{ref}) = \phi(r, t) - \phi(r, t_{ref}) = \frac{4\pi f 10^{-6}}{c} \int_0^r [N(x, t) - N(x, t_{ref})] dx \quad (5)$$

In this equation, the first term of equation (4) is canceled and, if we assume for simplification that N is constant with range, Eq. (5) becomes :

$$\Delta\phi(r, t, t_{ref}) = \frac{4\pi f 10^{-6}}{c} r [N(t) - N(t_{ref})] \quad (6)$$

Even if phase aliasing problems are much less important on $\Delta\phi$ than on ϕ , they are still noticeable. To even further limit these problems, and for getting a local measurement, Fabry (2004) suggested to differentiate $\Delta\phi(r, t, t_{ref})$ with respect to range: if we assume that both signals, coming from two targets at close ranges r_1 and r_2 , follow the same refractivity profile all along their travel, we obtain from equation (5):

$$\begin{aligned} \Delta\phi_{2,1}(t, t_{ref}) &= \Delta\phi(r_2, t, t_{ref}) - \Delta\phi(r_1, t, t_{ref}) \\ &= \frac{4\pi f 10^{-6}}{c} \int_{r_1}^{r_2} [N(x, t) - N(x, t_{ref})] dx \\ &= \frac{4\pi f 10^{-6}}{c} [r_2 - r_1] [N(r, t) - N(r, t_{ref})] \end{aligned} \quad (7)$$

It is assumed here that r_1 and r_2 are close enough to have $N(r_1, t) = N(r_2, t) = N(r, t)$. Under this assumption, which is correct as long as the targets are roughly at the same altitude and at the same azimuth from the radar, the obtained phase difference $\Delta\phi_{2,1}$ is proportional to the difference $(r_2 - r_1)$, instead of being proportional to r as in equation (6).

Therefore the problem of phase aliasing becomes much less important, and the phase continuity can be ensured for small range differences ($[r_2 - r_1] \leq 3\text{km}$) and for small $\Delta N = N(t) - N(t_{ref})$ variations ($\Delta N \leq 10$). From the aliasing point of view, an important point is to choose t and t_{ref} sufficiently close together to satisfy this last condition.

This method has been successfully applied by Wakimoto and Murphey (2010), Fritz et al. (2009) and Demoz et al. (2006) to retrieve the refractivity during the IHOP campaign.

3. Basic equations for refractivity measurement with a non-coherent transmitter radar

We give in this section an analytical expression of the phase for a signal transmitted by a non coherent transmitter for which the frequency can drift, and reflected by a distant static target.

a. Receiver for a non-coherent magnetron radar

The radar receiver (Fig. 1) has two identical channels: the first one is used for the received signal $S_{RX}(\tau)$, and the second one for the transmitted signal $S_{TX}(\tau)$, which is a small part of the transmitted pulse derived through a coupler. Both signals are mixed with a stable oscillator (STALO), generated by a synthesizer. Then these signals are band-pass filtered to eliminate the high frequency component, to obtain a 30 MHz intermediate frequency which is sampled by a 40 MHz clock, digitalized and processed (translation to zero frequency, filtering). The digital receiver provides I and Q zero frequency base-band complex signals: $\mathbf{R}_{RX}(\tau) = I_{RX}(\tau) + jQ_{RX}(\tau)$ for first channel (receive branch), and $\mathbf{R}_{TX}(\tau) = I_{TX}(\tau) + jQ_{TX}(\tau)$ for the second channel (transmit branch), where $j=(-1)^{1/2}$.

The STALO synthesizer, and the digital receiver, both use the same 10MHz reference clock, so that the two frequency translations (mixing with the STALO, sampling and digital frequency translation) are equivalent to a single translation to zero frequency, using a single local oscillator LO of frequency f_{LO} .

An Automatic Frequency Control unit (AFC) uses the transmit branch:

- (i) to measure the phase ϕ_{OT} for each pulse emitted, which is the argument of $\mathbf{R}_{TX}(\tau)$ for $\tau=0$. It is then used to correct the received signal from the transmitter random phase variations, for Doppler and refractivity applications;

- (ii) to measure the frequency $f(t)$ of the pulse emitted by the transmitter, which is used to adjust the STALO frequency in order to keep the intermediate-frequency signal within the band of the pass-band filters. To perform this frequency measurement, a power spectrum of the transmitted signal $\mathbf{R}_{TX}(\tau)$ is computed by Fourier transform for each pulse, and averaged over a 1 second duration. The transmitted frequency $f(t)$ is determined by measuring the peak position on this averaged spectrum, plus the local oscillator frequency.

b. Phase of a signal received from a static target after emission by a non-coherent transmitter

With a non-coherent radar the transmitted frequency $f(t)$ can drift, and the local oscillator frequency $f_{LO}(t)$ is adjusted in order to follow these variations. Therefore $f(t)$ and $f_{LO}(t)$ both vary with time, and we cannot assume that $f_{LO}(t)$ is strictly equal to $f(t)$. The frequency $[f(t) - f_{LO}(t)]$ of the base-band signal, on which the phase is measured, is not exactly zero and if the time-delay τ_{sam} at which the signal is sampled does not exactly matches the group delay, the measured phase can be affected: the signal received from a static target consists of a piece of sinus, of $2\mu s$ duration, and of frequency $[f(t) - f_{LO}(t)]$. For example, if $[f(t) - f_{LO}(t)] = 100$ kHz, the period of this signal is equal to $10 \mu s$, and the phase change between the beginning and the end of the received pulse is equal to $360/5=72^\circ$.

To take into account these points, the following development gives the formulation of the phase $\phi(\tau_{sam}, t)$ for a signal (Parent du Chatelet and Boudjabi, 2008):

- (i) transmitted at a frequency $f(t)$,
- (ii) backscattered by a unique distant target located at range r ,
- (iii) mixed with a local oscillator of frequency $f_{LO}(t)$,
- (iv) sampled at a delay τ_{sam} after transmission. τ_{sam} is closed to, but not exactly equal to $2r/c$.

In Fig. 2 we have represented the shape of the signal before and after the receiver, i.e. before and after multiplication by the local oscillator LO, and the low-pass filtering. The transmitted pulse is assumed to be a sinusoid modulated by a rectangular function:

$$S_{TX}(\tau) = \cos[2\pi f \tau + \varphi_{oTX}] \quad (8)$$

$$\text{for } \tau \in [0, \tau_{pulse}]$$

where τ is the delay-time after transmission, τ_{pulse} is the pulse duration and φ_{oTX} the transmitted phase for $\tau = 0$, defined as being the instant at which the transmitted phase is measured.

This pulse contains several thousand periods (10 000 for a 2 μ s duration pulse), but only one is drawn on the Fig. 2 for clarity.

- BEFORE THE RECEIVER

Considering a very simple target, like a vertical wall, the reflected signal $S_{RX}(\tau)$, at the receiver input level, is an exact replica of the transmitted pulse, at the same frequency, delayed by a time τ_{travel} , with a phase change φ_{target} due to the target dielectric properties, and with an amplitude factor \mathcal{A} which depends on various factors (target cross section, target range, antenna gain). As long as the target remains identical, the phase change φ_{target} can be considered constant :

$$S_{RX}(\tau) = \mathcal{A} S_{TX}(\tau - \tau_{travel}) = \mathcal{A} \cos[2\pi f(t)(\tau - \tau_{travel}) + \varphi_{oTX} + \varphi_{target}] \quad (9)$$

$$\text{for } \tau \in [\tau_{travel}, \tau_{travel} + \tau_{pulse}]$$

From Eq. (3), the delay τ_{travel} depends on the range r , and on the refractive index between the radar and the target, but does not depend on the transmitted frequency $f(t)$. It is important to note here that, as long as the refractivity does not vary between the radar and the target, the phase change due to the transmitted frequency drifts only comes from the $[2\pi f(t)(\tau - \tau_{travel})]$ term in Eq. 9. This term remains quite small: for example, for a large $(\tau - \tau_{travel}) = 1\mu$ s mismatch, a large 100 kHz frequency drift only involves a 36° phase

change. Moreover, if the signal is sampled at the exact time τ_{travel} , the phase does not depend at all of the frequency at this level, before the receiver.

- AFTER THE RECEIVER

The local oscillator $LO(\tau)$ is a continuous sinusoidal signal with a frequency $f_{LO}(t)$ close to the transmitted frequency $f(t)$:

$$LO(\tau) = \cos[2\pi f_{LO}(t) \tau + \varphi_{oLO}] \quad (10)$$

for $\tau \in [-\infty, +\infty]$, where φ_{oLO} is the local oscillator phase for $\tau = 0$.

At the receiver output, after multiplication by the local oscillator and low pass filtering to eliminate the high frequency components, the transmitted signal becomes a complex (I, Q) number:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{TX}(\tau) &= I_{TX}(\tau) + jQ_{TX}(\tau) \\ &= \exp j[2\pi(f(t) - f_{LO}(t))\tau + \varphi_{oT}] \end{aligned} \quad (11)$$

where φ_{oT} is the measured transmitted phase for $\tau = 0$: $\varphi_{oT} = \varphi_{oTX} - \varphi_{oLO}$

Similarly, using (9) and (10), the received signal, after multiplication by the local oscillator and low pass filtering, becomes:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{RX}(\tau) &= S_{RX}(\tau) LO^*(\tau) \\ &= \mathcal{A} \exp j[2\pi(f(t)\tau - f_{LO}(t)\tau - f(t)\tau_{travel}) + \varphi_{oTX} + \varphi_{target} - \varphi_{oLO}] \end{aligned} \quad (12)$$

for $\tau \in [\tau_{travel}, \tau_{travel} + \tau_{pulse}]$

This is a sinusoidal signal, whose frequency is $(f(t) - f_{LO}(t))$, and duration is τ_{pulse} . This signal is sampled at time τ_{sam} , which is close, but not exactly equal to τ_{travel} . The measured phase $\phi(\tau_{sam})$ is given by the argument of $\mathbf{R}_{RX}(\tau)$ for $\tau = \tau_{sam}$, and after subtraction of the measured transmitted phase φ_{oT} :

$$\phi(\tau_{sam}, t) = 2\pi(f(t)\tau_{sam} - f(t)\tau_{travel} - f_{LO}(t)\tau_{sam}) + \varphi_{target} \quad (13)$$

This simply expresses the phase of a sinusoidal pulse at frequency $f(t)$, after a propagation delay τ_{travel} , multiplied by a sinusoidal local oscillator at a given frequency $f_{LO}(t)$, and sampled at a given time delay τ_{sam} . Here ϕ, f, f_{LO} and τ_{travel} are all functions of the measurement time t .

To reveal the effects of refractivity variations, which are hidden in τ_{travel} , we define a “standard refractivity” $\langle N \rangle$ by the refractivity in standard conditions of temperature, pressure and humidity, so that the Eq. (1) becomes:

$$n(x, t) = 1 + 10^{-6} N(x, t) = 1 + 10^{-6} [\langle N \rangle + \delta N(x, t)] \quad (14)$$

And the Eq. (3) becomes :

$$\begin{aligned} \tau_{travel}(r, t) &= \frac{2}{c} \int_0^r n(x, t) dx \\ &= \frac{2r}{c} (1 + 10^{-6} \langle N \rangle) + \frac{2 \times 10^{-6}}{c} \int_0^r \delta N(x, t) dx \end{aligned} \quad (15)$$

Using (13) and (15) we can write :

$$\begin{aligned} \phi(\tau_{sam}, t) &= 2\pi \left[-f_{LO}(t) \tau_{sam} + f(t) \Delta\tau - f(t) \Delta\tau_N(\tau_{sam}, t) \right] + \phi_{target} \\ \text{with } \Delta\tau &= \tau_{sam} - \frac{2r}{c} - \frac{2r}{c} 10^{-6} \langle N \rangle \\ \text{and } \Delta\tau_N(\tau_{sam}, t) &= \frac{2 \times 10^{-6}}{c} \int_0^r \delta N(x, t) dx \end{aligned} \quad (16)$$

$\Delta\tau$ is the difference (mismatch) between the sampling time and the travel time under standard conditions. $\Delta\tau_N(\tau_{sam}, t)$ is the supplementary propagation delay due to the difference of refractivity with the standard conditions.

In the formulation that led to equation (16), we tried to separate the effects of the different variables: the frequency $f_{LO}(t)$ only appears in the first term; the refractive index only appears in the third term. The

transmitted frequency $f(t)$ still appears in both second and third terms. This effort aims to facilitate the elaboration of correction factors as simple as possible, and to prepare the analysis of the relative errors.

Therefore $\phi(\tau_{sam}, t)$ is the sum of three terms, each being the product of a frequency by a time-delay :

- In the first term, “**local oscillator term**”, the $f_{LO}(t)$ frequency is multiplied by the sample delay τ_{sam} . τ_{sam} can be as large as 200 μ s (at 30km range). $f_{LO}(t)$ and τ_{sam} are both precisely known and the phase can be corrected for this effect;
- In the second term, “**mismatch term**”, $f(t)$ is multiplied by $\Delta\tau$. $\Delta\tau$ is a constant, lower than the transmitted pulse length 2 μ s, and which is an intrinsic characteristic of each ground target;
- In the third “**refractivity term**”, $f(t)$ is multiplied by $\Delta\tau_N(\tau_{sam}, t)$. Even for the greatest differences compared to standard conditions, up to 100 refractivity units, and at large distances up to 30 km, this time delay is lower than 0.02 μ s.

Then we observe that :

- If $f_{LO}(t) = f(t)$, equation (16) reduces to equation (4) for the coherent (or klystron) case;
- the second “**mismatch term**” can be quite large with respect to the third “**refractivity term**”, and it probably cannot always be neglected;
- τ_{sam} , which is the time factor of the first “**local oscillator term**”, is 100 times larger than the time factors of the two other terms. This “**local oscillator term**” is therefore much more important than the two others, and the phase is much more dependent on the local oscillator frequency than of the transmitted frequency. This unexpected result is easy to understand if we consider that, during the τ_{travel} time which corresponds to the two ways travel from the radar towards the target, the phase of the local oscillator ($\phi_{LO} = 2\pi f_{LO} \tau$) turns a lot, whereas the signal itself is simply delayed by a τ_{travel} amount of time, and its phase does not change.

c. Phase difference between two times t and t_{ref}

Starting from equation (16), it is easy to obtain the expression of the difference $\Delta\phi(\tau_{sam}, t, t_{ref})$ between phases measured at time t , and at a reference time t_{ref} , for signals both sampled at the same sampling time τ_{sam} ²:

$$\Delta\phi(\tau_{sam}, t, t_{ref}) = 2\pi \left[\begin{aligned} & -[f_{LO}(t) - f_{LO}(t_{ref})] \tau_{sam} \\ & + [f(t) - f(t_{ref})] \Delta\tau \\ & - (f(t) \Delta\tau_N(\tau_{sam}, t) - f(t_{ref}) \Delta\tau_N(\tau_{sam}, t_{ref})) \end{aligned} \right] \quad (17)$$

By writing $f(t) = f(t_{ref}) + \Delta f$, the third term in bracket of Eq. (17) becomes :

$$-f(t_{ref}) [\Delta\tau_N(\tau_{sam}, t) - \Delta\tau_N(\tau_{sam}, t_{ref})] - \Delta f \Delta\tau_N(\tau_{sam}, t) \quad (18)$$

Even for extreme values of 500 kHz for Δf , and 0.02 μs for $\Delta\tau_N(\tau_{sam}, t)$, their product does not exceed 0.01, and it can be neglected. The Eq. (17) therefore becomes :

$$\Delta\phi(\tau_{sam}, t, t_{ref}) = 2\pi \left[\begin{aligned} & -[f_{LO}(t) - f_{LO}(t_{ref})] \tau_{sam} \\ & + [f(t) - f(t_{ref})] \Delta\tau \\ & - f(t_{ref}) [\Delta\tau_N(\tau_{sam}, t) - \Delta\tau_N(\tau_{sam}, t_{ref})] \end{aligned} \right] \quad (19)$$

We note that, using Eq. (14) and the definition of $\Delta\tau_N(\tau_{sam}, t)$ in (16), the third term of (19) can also be expressed in function of $N(x, t)$:

$$\Delta\tau_N(\tau_{sam}, t) - \Delta\tau_N(\tau_{sam}, t_{ref}) = \frac{2 \times 10^{-6}}{c} \int_0^{\tau_{sam}} [N(x, t) - N(x, t_{ref})] dx \quad (20)$$

The Eq. (19) has the same structure as equation (16): the phase difference $\Delta\phi$ is the sum of three terms, each of which being the product of a frequency by a time-delay:

- The “local oscillator term” is the product of $[f_{LO}(t) - f_{LO}(t_{ref})]$ by τ_{sam} . It is perfectly known;
- The “mismatch term” is the product of $[f(t) - f(t_{ref})]$ by the unknown constant $\Delta\tau$,

² If time t_{ref} is chosen so that the refractivity is homogeneous, we could admit that $N(\tau_{sam}, t_{ref})$ is equal to the standard refractivity $\langle N \rangle$ defined by equation (14)

- The “refractivity term” is the product of $f(t_{ref})$ by $[\Delta\tau_N(\tau_{sam}, t) - \Delta\tau_N(\tau_{sam}, t_{ref})]$ which is the difference, between times t and t_{ref} , of the delay produced by the refractivity change from the standard refractivity.

We note that the contributions of the variables are now completely separated : $f_{LO}(t)$ alone in the first term, $f(t)$ alone in the second term, and $N(r, t)$ alone in the third term.

We observe that, when $f(t) = f(t_{ref}) = f_{LO}(t) = f_{LO}(t_{ref})$, we are in the coherent/klystron case. The first and second terms of Eq. (19) both vanish and it becomes strictly equivalent to Eq. (5).

d. Phase differentiation with range

Following the method defined by Fabry (2004), equation (7) gives the expression for the range derivative of the phase-difference versus local refractivity $N(r, t)$. We will now derive the same expression for a magnetron non-coherent radar. We consider two targets, situated strictly on the same azimuth and elevation, at two distances r_1 and r_2 close together:

- the first echo, sampled at delay τ_{sam1} , corresponds to a static target at range r_1 ,
- the second echo, sampled at delay τ_{sam2} , corresponds to a static target at range r_2 .

These echoes are both affected by unknown “mismatch delays” $\Delta\tau_1$ and $\Delta\tau_2$ defined in Eq. (16). If we assume that the refractivity $N(x, t)$ is locally homogeneous between r_1 and r_2 , we have :

$$\int_0^{r_2} N(x, t) dx - \int_0^{r_1} N(x, t) dx = [r_2 - r_1] N(r, t), \text{ with } r = (r_1 + r_2)/2.$$

Then, using (19) and (20), it is straightforward to obtain:

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{2.1}(t, t_{ref}) &= \Delta\phi_2(\tau_{sam2}, t, t_{ref}) - \Delta\phi_1(\tau_{sam1}, t, t_{ref}) \\ &= -2\pi \left[\begin{aligned} &+ [f_{LO}(t) - f_{LO}(t_{ref})] [\tau_{sam2} - \tau_{sam1}] \\ &- [f(t) - f(t_{ref})] [\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1] \\ &+ f(t_{ref}) \frac{2 \times 10^{-6}}{c} [r_2 - r_1] [N(r, t) - N(r, t_{ref})] \end{aligned} \right] \end{aligned} \quad (21)$$

By using the definition of $\Delta\tau$ in Eq. (16), $[r_2 - r_1]$ can be expressed according to $\Delta\tau_1$, $\Delta\tau_2$, τ_{sam1} and τ_{sam2} :

$$r_2 - r_1 = \frac{c(\tau_{sam2} - \tau_{sam1} - \Delta\tau_2 + \Delta\tau_1)}{2\langle n \rangle} \quad (22)$$

where $\langle n \rangle = 1 + 10^{-6} \langle N \rangle$ is the refractive index in standard conditions.

Therefore (21) becomes :

$$\Delta\Phi_{2.1}(t, t_{ref}) = -2\pi \left[\begin{aligned} &+ [f_{LO}(t) - f_{LO}(t_{ref})] [\tau_{sam2} - \tau_{sam1}] \\ &- [f(t) - f(t_{ref})] [\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1] \\ &+ f(t_{ref}) \frac{10^{-6}}{\langle n \rangle} [\tau_{sam2} - \tau_{sam1} - \Delta\tau_2 + \Delta\tau_1] [N(r, t) - N(r, t_{ref})] \end{aligned} \right] \quad (23)$$

This equation has the same structure than equations (16) and (19) with the three terms : “**local oscillator term**”, “**mismatch term**”, and “**refractivity term**”.

To recover the refractivity $N(r, t)$ from the phase measurement using this equation, the first two terms must be corrected, or be small enough to be neglected. Another condition is that the signal must be properly sampled to avoid the aliasing of phase which will occur as soon as the phase change between two successive measurements (generally separated by 5 minutes for a classical radar observation scheme) is larger than 360° .

To give an idea of the accuracy of the measurement of phase needed for the refractivity, we note that a refractivity change of 1 (in N unity), integrated over a 3 km range interval, leads to a 36° change of phase at C-band. A phase errors lower than this limit can therefore reasonably be neglected.

ERROR AND/OR ALIASING COMING FROM THE “LOCAL OSCILLATOR TERM”:

Taking extreme values of 500 kHz for $[f_{LO}(t) - f_{LO}(t_{ref})]$ and 3km for the range integration (corresponding to $[\tau_{sam2} - \tau_{sam1}] = 20\mu s$), simple computations show that :

- the first term of Eq. (23) reaches large values of 3600° , and a correction must absolutely be applied for this effect;
- it is also important for the aliasing problem : for the Météo-France radars, the LO frequency is changed by 70 kHz instantaneous steps, leading to phase shifts up to 500° , obviously ambiguous;
- a relative accuracy of $5 \cdot 10^{-7}$ on the LO frequency leads to the 36° acceptable error limit. This can be easily obtained with a synthesizer synchronized by a thermostated reference (for such equipments, 10^{-8} is a standard value).

ERROR AND/OR ALIASING COMING FROM THE “MISMATCH TERM”:

Taking extreme values of 500 kHz for $[f(t) - f(t_{ref})]$ and $2\mu s$ for $\Delta\tau$, simple computations show that :

- the second term of Eq. 23 reaches 720° . This is rather large and it would be desirable to correct for it, but $\Delta\tau$ is an unknown constant and it appears difficult to estimate it. Without correction, the induced error can be reduced by choosing isolated echoes, by reducing the radar pulse length, and by decreasing the transmitted frequency variation by using a powerful air conditioning. Therefore, if the frequency variation is reduced to 100kHz, and if $\Delta\tau$ is reduced to $1\mu s$, the second term will reduce to a more acceptable value of 70° ;
- $\Delta\tau$ does not vary with time, and the transmitted frequency $f(t)$ varies slowly. Therefore this second term will probably not lead to any ambiguity problems;
- as soon as an estimation of $\Delta\tau$ will be available in the future for each pixel, it will be easy to define a correction factor. Then a relative accuracy of $2 \cdot 10^{-6}$ on the magnetron frequency will lead to the 36° acceptable error limit. For a 500 kHz frequency drift, the same amount of error will be reached with a $0.1\mu s$ error on $\Delta\tau$.

ERROR AND/OR ALIASING COMING FROM THE “REFRACTIVITY TERM”:

This term can produce phase aliasing due to refractivity variation with time, and errors due to the unknown $(\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1)$ factor:

- for an integration of 3km in range $([\tau_{\text{sam}2} - \tau_{\text{sam}1}] = 20\mu\text{s})$, the aliasing will occur as soon as the refractivity change between two successive measurements (separated by 5 minutes) is larger than 10 (N unity) for C-band radar. The meteorological structures of large or medium scales (fronts, storms,...) will not produce such large variations during such a short time. But turbulent structures of small scale could probably do that. As suggested by Fabry (2004), averaging over space could reduce the influence of such aliasing;
- as long as $\Delta\tau$ remains unknown, $(\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1)$ in the third term of equation (23) must be considered as an bias error source. The relative error ε_N/N on the estimation of the refractivity, induced by neglecting $\Delta\tau_1$ and $\Delta\tau_2$, or caused by an $\varepsilon(\Delta\tau)$ uncertainty about the $\Delta\tau$ value, is approximately :

$$\frac{\varepsilon_N}{N} = \frac{2 \varepsilon(\Delta\tau)}{\tau_{\text{sam}2} - \tau_{\text{sam}1}} \quad (24)$$

For a range integration of 3 km, the factor $[\tau_{\text{sam}2} - \tau_{\text{sam}1}]$ is equal to $20\mu\text{s}$, and with $\Delta\tau = 2\mu\text{s}$, the factor $2\varepsilon(\Delta\tau)$ can reach $4\mu\text{s}$. In such conditions, ε_N/N reaches 16 %, and even more for shorter range integration. This bias error can be important for coherent radar as well as for magnetron incoherent radar. It could be decreased by:

- increasing the range integration $[\tau_{\text{sam}2} - \tau_{\text{sam}1}]$, at the expense of the resolution of the measurement;
- decreasing the pulse length (because $\Delta\tau$ is probably lower than the pulse length);
- carefully choosing isolated echoes.

The best way to solve this $\Delta\tau$ problem will be to found a method to take it in account as a correction factor. With a coherent transmitter radar, this could be possible by changing rapidly the transmitted frequency $f(t)$: assuming that N remains constant, the third term of Eq. (19) vanishes and, after

correction for the $f_{LO}(t)$ variations, the slope of the phase variation versus frequency will be equal to $\Delta\tau$. Such a method seems more difficult with a non-coherent magnetron transmitter for which we can not choose the frequency. One could use heating periods after a prolonged stop of the transmitter, during which the magnetron frequency varies widely.

4. Validation by comparison with in-situ measurements:

a. Instruments and experimental data :

The experiment was performed with the Falaise radar, one of the operational network ARAMIS (Parent du Chatelet et al., 2003), in the Normandy region, 200 km West from Paris. This C-band radar (5.65 GHz) has a 250kW peak power, a 2 μ s pulse length, a 1° antenna beam-width, and the azimuthal rotating speed of the antenna is 5° sec⁻¹. The PRT (Pulse Repetition Time) is equal to 3 ms.

Every 5 minutes, we recorded a burst of I and Q transmitted and received signals during 6 seconds, corresponding to a 30° wide azimuth sector (2000 successive pulses) and 9.6 km in range (64 successive range gates from 2.7 to 12.3 km).

To know precisely the transmitted frequency, we also recorded the messages send by the AFC unit (Automatic Frequency Control) to the local oscillator synthesizer which is locked by a 10⁻⁸ reference. For this radar, the AFC is activated only if the frequency difference is larger than 70 kHz.

The hourly in-situ measurements of the temperature, pressure and humidity, performed by 3 Automatic Weather Stations located in the towns of Caen, Alençon and Flers within a 30 km radius around the radar, were also recorded for comparison.

b. Methods :

In the following, we use specific notations for quantities deduced from the radar signal $R_{RX}(\tau_{sam}, t)$ sampled at τ_{sam} :

$$\hat{s}(\tau_{sam}, t) = \sum_{0.5^\circ \text{ or } 35 \text{ radar pulses}} R_{RX}(\tau_{sam}, t) e^{-j(\phi_{oTX} - \phi_{oLO})} \quad (25)$$

is the complex (I, Q) received signal, corrected from the transmitted phase, and averaged over a single pixel (150m in range, 0.5° in azimuth);

$$\frac{\delta \hat{\phi}(\tau_{sam}, t)}{\delta t} = \arg[\hat{s}(\tau_{sam}, t) \hat{s}^*(\tau_{sam}, t - 5') e^{j \tau_{sam} C_{fLO}}] \quad (26)$$

is the phase time derivative for a 5 minutes time interval, which is the interval between successive measurements, which is driven by the antenna motion, and can be changed according to the radar scanning pattern and velocity. This time derivative can be corrected or not for the local oscillator frequency variations by using the correction factor C_{fLO} or by putting it to zero:

$$C_{fLO}(t) = 2\pi[f_{LO}(t) - f_{LO}(t - 5')] \quad (27)$$

$$\Delta \hat{\Phi}(\tau_{sam}, t, t_{ref}) = \sum_{t'=t_{ref}}^t \frac{\delta \hat{\phi}(\tau_{sam}, t')}{\delta t} \quad (28)$$

is the integrated phase between t_{ref} and t . It is used to compute the refractivity at time t , by using Eq. (19).

We assume that, after applying the appropriate correction for the local oscillator frequency, the time-

derivative of the phase $\frac{\delta \hat{\phi}(\tau_{sam}, t)}{\delta t}$ stays between $-\pi$ and $+\pi$ limits, so that the signal is correctly

sampled, without ambiguities, with a sampling time interval of 5 minutes. The integrated phase

$\Delta \hat{\Phi}(\tau_{sam}, t, t_{ref})$ can be much larger.

c. Validation of the three terms of the refractivity measurement:

1) VALIDATION OF THE “LOCAL OSCILLATOR TERM”

Fig. 3 represents the phase (Fig. 3.a) and the amplitude (Fig. 3.b) of the received signal versus azimuth (or the time, or the pulse number), for a constant range 4.8km.

The phase evolution is represented for three successive scans separated by 5 minutes, and a 70Khz change of the local oscillator occurred between the second and the third scan. The azimuth for which the received amplitude is lower than an arbitrary 3.10^{-12} noise threshold are masked by grey columns, as shown in the Fig. 3a and 3b.

The phase variations between different echoes are very large, up to 180° , but the phases of individual ground echoes are relatively stable and coherent. Using this data, and others not shown here, we estimate the variability of phase measurement, pulse to pulse, to about 5 degrees.

Before the local oscillator change, the two phase measurements (5h45 and 5h50) are close together, except for some pixels that have large differences of phase and amplitude (for example between 600 and 700, probably an antenna side lobe).

Using the first term of equation (19), at 4.8 km range, a 70 kHz local oscillator change will lead to a phase change of 823° (or 103° for the first determination between 0 and 360°). This corresponds very well to the phase change observed on Fig. 3a between 5h50 and 5h55, which is certainly due to this f_{LO} change, and can be corrected by using the correction factor $C_{fLO}(t)$ defined in Eq. (27).

We have represented on Fig. 4 the evolution with time of the phase time-derivative $\frac{\delta \hat{\phi}(\tau_{sam}, t)}{\delta t}$ for the

B echo, for 5 days, from March 3 to March 7, 2010. Three curves are presented:

- the raw phase time-derivative in black;
- the phase time-derivative corrected for the local-oscillator effect, using Eq. (27), superimposed in grey;

- the local oscillator frequency in dashed line.

We clearly observe 13 black vertical lines, which correspond to the 13 frequency changes of the local-oscillator during the measurement period , and which are suppressed after applying the correction.

Many other sharp vertical lines, which are not due to local oscillator frequency changes, can also be observed on the Fig. 4, mostly during the beginning of the afternoon (after 12h, 36h, 60h, 84h and 108h). We attribute them to the daily turbulence in the boundary layer, observed every day between 13 and 18 UTC, and generated by the influence of heat radiation on the lowest atmospheric layer, when the sun is at the zenith (Curry et al. 1988).

2) VALIDATION OF THE “MISMATCH TERM”

As mentioned above, the contribution of the second term of Eq. (19) or (23) can be significant. Nevertheless, even if it will be useful, it seems difficult to estimate the constant $\Delta\tau$ for each pixel. Here we simply tried to identify this term in a simple case: we choose an isolated echo, very well defined, (actually the B echo of Fig. 3b). For this specific echo, we can assume that several successive range gates come from the same target at a unique distance r . Therefore, using the definition of $\Delta\tau$ by Eq. 16, $[\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1]$ is equal to $[\tau_{sam1} - \tau_{sam2}]$ which is well known. In this specific case, and after correction for the local oscillator contribution, the Eq. (23) reduces to :

$$\Delta\Phi_{2,1}(t, t_{ref}) = 2\pi[f(t) - f(t_{ref})][\tau_{sam2} - \tau_{sam1}] \quad (29)$$

The phase difference $\Delta\Phi_{2,1}$ is simply proportional to the frequency difference $[f(t) - f(t_{ref})]$. For two successive range gates separated by 150m (or 1 μ s in delay), the slope of $\Delta\Phi_{2,1}$ versus $[f(t) - f(t_{ref})]$ would be equal to 0.36 deg/kHz.

To verify this point, we have represented in Fig. 5 the time variation, during one specific day (16 March 2010) of :

(i) the measured magnetron frequency difference $[f(t) - f(t_{ref})]$ (black curve, right vertical scale);

(ii) the measured phase difference $\Delta\Phi_{2,1}$ (grey curve, left vertical scale) between two successive range gates separated by $1\mu\text{s}$, covering the same “B echo”, and after correction for the local-oscillator term.

The reference time t_{ref} is fixed to the first available time of the day.

Even if differences can be noted here and there, the two curves are nicely correlated. The linear regression of $\Delta\Phi_{2,1}$ against $[f(t) - f(t_{\text{ref}})]$, not shown here, also confirms this correlation: the value of 0.65 for the R^2 coefficient is not so high, suggesting that $\Delta\Phi_{2,1}$ is noisy, or that the “B echo” is not completely isolated, but the slope of 0.24 deg/KHz, rather close to the expected slope of 0.36 deg/KHz, is enough to validate the second term existence.

3) VALIDATION OF THE “REFRACTIVITY TERM”

To avoid target azimuth alignment problems between the two targets, we decided to validate this term on Eq. (19) at short range, in place of differentiation with range (as it would be with Eq. (23)).

Following the equation (19), if we neglect the “mismatch term”, we can compute a time-derivative of the phase (Eq. 26) in a form appropriate to apply the correction defined by Eq. (27). After the integration with time (Eq. 28), we obtain a temporal evolution of the integrated phase easy to transform into a refractivity measurement using Eq. (19) and (20). This derivation process followed by an integration is intended to allow the application of the correction effects of the local oscillator. This has been done, for a period of 38 days [02 March to 09 April, 2010], for the two targets referenced as “A” and “B” on Fig. 3. The results are presented in Fig. 6, together with the refractivity deduced from the in-situ AWS measurements. The reference time t_{ref} , initially fixed at the first measurement of the series, is re-initialized after each missing data period (grey vertical bars).

For the pixel B (isolated antenna mast, full grey line), radar and in-situ measurements compare well before the time 550 (vertical black line). Then significant discrepancies occur, mostly during the rainy

period, represented by thin horizontal lines, after the time 550. These differences are probably due to remaining problems of aliasing caused by the rain.

For the pixel “A” (a cliff oriented obliquely), we observe that the radar and in-situ measurements are in good agreement during the first 72 hours. After that, we still observe a good agreement of the shape of the two curves (dot gray line and solid black line), but with large differences due to phase aliasing problem, even when it's not raining (for example from time 100 to time 190).

The refractivity N is retrieved through an integration process, using Eq. (28) and Eq. (19), and a single ambiguity problem leads to a significant bias (5.5 unity of N for this 4.8km integration range) which is then propagated. This problem has obviously a serious impact on the quality of the refractivity measurement (see section 4.d).

The relation between in-situ measurement and radar measurement (“pixel B”, before time 500) is also illustrated by the scatter plot (not shown here). With a $0.94 R^2$ coefficient and a slope equal to 1, the two measurements are very close together and we can conclude that, except for the ambiguity problem, the refractivity measurement by radar seems to be of very high quality.

d. Aliasing characterization

As mentioned above, the estimation of refractivity by radar, based on phase differentiation with time and space (Eq. 23) suffers from phase aliasing problems. The measurement is based on the hypothesis

that the time-derivative of the phase, defined in Eq. (26), is unambiguous, or $-\pi < \frac{\delta \hat{\phi}(\tau_{sam}, t)}{\delta t} < \pi$.

Although it is impossible to verify that this condition is strictly satisfied on a dataset, the shape of their distribution is a precious ambiguity indicator :

- if the time derivative never exceeds 90° , it is reasonable to admit that there is no ambiguity within the dataset;
- on the opposite, if even a few points exceed 135° , the probability of having ambiguities within the dataset is high.

To illustrate this point, the distributions of the time-derivative of the phase, measured before the rain periods for the two individual pixels “A” (cliff oriented obliquely) and “B” (antenna-mast isolated) are presented in Fig. 7a. For the pixel “B”, we observe on the figure that there is no value larger than 80° . We can conclude that the corresponding data are unambiguous, and this is confirmed by the comparison with in-situ measurements (Fig. 6). The situation is different for the pixel “A”, with a few large values, up to 175° , and the corresponding dataset is very probably ambiguous from time to time. This is also confirmed by the comparison with in-situ measurements (Fig. 6).

Similarly, the distribution of the time-derivative of the phase is presented in Fig. 7b for a pixel situated at a larger range of 8.4 km. The distribution is much wider than for the pixel “B”, also shown for comparison. With a lot of values larger than 100° , this dataset is certainly corrupted by many aliasing problems.

e. Selection of pixels

Using the above results, we set up on the radar of Falaise a production of complex signals $\hat{s}(\tau_{sam}, t)$ for each "integrated pixel" from 1.5 to 12.5 km around the radar. These signals are integrated over a sector of 0.5° in azimuth (Eq. 25). After correcting for the effect of the local oscillator, the time derivative of the phase $\frac{\partial \hat{\phi}(\tau_{sam}, t)}{\partial t}$ can be calculated for each pixel and for each 5' time step. We have shown in Fig. 8 a score map around the radar for a 7 days duration period. The score is defined by the percentage of time steps relative to the total, for which the time derivative remains in the range $[-90^\circ/5\text{min}, +90^\circ/5\text{min}]$. By setting a rather severe threshold of 99.9% on this score, 268 pixels are selected. We represent in Fig. 9 the temporal evolution of the refractivity measured by each of the selected pixels (grey curves), together with the average of the in-situ refractivity measured by the 3 Automatic Weather Stations as a reference (black curve).

We can see that the radar measurements are well grouped all during the 8 days period, and rather closed to in-situ measurements. We also note that, among a total of these 268 pixels, only a few curves present phase folding errors. It can be concluded, despite a slight negative bias from January 6 to January 20,

that radar measurements are in good agreement with in situ measurements for a rather large number of pixels selected automatically, based on the choose criterion. Concerning the observed bias, , the weather was cold and humid during the period and a possible interpretation could be a layer of ice or snow that covered the radome, which will cause a further delay until it melts : the temperature is negative from Jan 18 after noon (time 84) to Jan 19 noon (time 108). It remains low until Jan 21 at noon (time 156). Then it increases up to 7 degrees on Jan 22 (time 180). The minimum temperature corresponds fairly well to the maximum observed bias, which decreases significantly in the end of the serie.

5. Summary and conclusions

In this paper, we have given an analytical expression for the phase of a radar signal generated by a non-coherent transmitter and backscattered by a distant static target. In these computations, the frequency of the local oscillator is not necessarily equal to the transmitted frequency, and the sampling time is not necessarily equal to the propagation delay. This expression leads to three terms:

- the first local oscillator term can be easily corrected by a correction factor;
- the second "mismatch term" can be neglected provided that the magnetron frequency variations and the Δt parameter both remain small (100 kHz for the transmitted frequency and $1\mu s$ for Δt).
- the third refractivity term significantly differs from the previously known expression, with a contribution of the unknown difference $\Delta\tau$ between the sampling time and the propagation delay. This difference leads to a relative error for N measurement, equal to the ratio between $\Delta\tau$ and the range integration. This error exists for non-coherent radars as well as for coherent radars, it could be reduced by increasing the range integration, decreasing the radar resolution, or carefully choosing the pixels to eliminate pixels with large $\Delta\tau$.

This analytical expression has been validated by experimental radar measurements, which are compared with in-situ measurements by AWS. The conclusion is that refractivity measurements can be performed

with non-coherent radars as well as with coherent radars, providing that the local oscillator frequency is precisely defined (10^{-8} is accurate enough), and that a correction is applied for the frequency variations of the local oscillator.

Finally we examined the problem of ambiguity, which is certainly a big challenge for refractivity measurement by radar, particularly for small wavelength (C-band and X-band). We propose the distribution of the signal phase time-derivative as a tool to evaluate the importance of the ambiguity problem on a set of existing data. Using as quality index the percentage of time for which the time derivative of the phase remains in the interval $[-90^\circ/5', +90^\circ/5']$, we automatically selected 268 pixels around the radar, and compared the radar refractivity measurement for these pixels, with the in-situ measurement by Automatic Weather Stations for a 8 days duration period. This result confirms that the radar measurement is generally close to the in-situ measurements, and that the time derivative of phase is a pertinent criterion for selecting pixels.

In the future, we will use this tool to validate a refractivity measurement strategy adapted to our context, and based on the previous studies from Fabry (2004). After validation, the method will be deployed in the operational ARAMIS French radar network to produce refractivity measurements, in order to assess the operational feasibility of measuring refractivity with radar. After that, the data will be ready for assimilation by the numerical forecast model.

REFERENCES

- Bean. B. R., and E. J. Dutton; 1968: Ratio Meteorology. *National Bureau of Standards Monogr.*, National Bureau Standards, **Vol. 92**, 435.
- Curry, J. A., E. E. Ebert, and G. F. Herman, 1988: Mean and turbulence structure of the summertime arctic cloudy boundary layer. *Quart. J. Roy. Meteo. Soc.*, **114**, 715-746.
- Demoz, B., et al., 2006: The dry line on 22 May 2002 during IHOP 2002: Convective-scale measurements at the profiling site. *Mon. Wea. Rev.*, **134**, 294-310.
- Fabry, F.,C. Frush, I. Zavadski, and A. Kilambi, 1997: On the extraction of near surface index of refractivity using radar phase measurements from ground targets. *J. Atmos. Oceanic . Technol.*, **14**, 978-987.
- Fabry. F., 2004: Meteorological value of ground target measurements by radar. *J. Atmos. Oceanic. Technol.*, **21**,560-573.
- Fritz J., and Chandrasekar V.,2009: Implementation and analysis of networked radar refractivity retrieval. *J. Atmos. Oceanic. Technol.*, **26**, 2123-2135.
- Junyent F., V. Chandrasekar and N. Bharadwaj, 2009: Uncertainties in phase and frequency estimation with a magnetron radar: implication for clear air measurements. *The IGARSS 2009 conference proceedings*.

Nicol J. , T. Darlington, A. Illingworth, K. Barthlemew, M. Kitchen, and E. Delaygue 2008: Operational testing of radar reflectivity retrieval for the UK radar network. *Extended Abstracts, the 5th European Conf. On radar in Meteorology and Hydrology*, Helsinki, Finland.

Parent J., L. Perier, K. Do Khac and P. Roquain, 2001: CASTOR2, a new computer for the French radar network, 30th int. *Conf. On Radar Met. Munich*, 19-24 July 2001, 82-83.

Parent du Chatelet.J, M. Guimera and P. Tabary 2003: The PANTHERE project of Meteo-France: extension and upgrade of the French radar network. *Extended abstracts, the 31st Int. Conf. of American Met. Soc. on Radar Meteorology, Seattle Wash.*

Parent du Châtelet J. and C. Boudjabi, 2008 : A new formulation for signal reflected from a target using a magnetron radar. Consequences for Doppler and refractivity measurements. *Extended Abstracts, the 5th European Conf. On radar in Meteorology and Hydrology*, Helsinki, Finland.

Smith, E. K., and S. Weintraub, 1953: The constants in the equation for atmospheric refractive index at radio frequencies. *Proc. I.R.E.*, **41**, 1035-1037.

Tabary P., F. Guibert, L. Perier and J. Parent du Châtelet, 2006 : An operational triple-PRT Doppler scheme for the French radar network. *JAOT*, **Vol. 23**, 1645-1656.

Wakimoto R.M. and H. V. Murphey, 2010: Frontal and radar refractivity analyses of the dryline on 11 June 2002 during IHOP. *Mon. Wea. Rev.*, **138**, 228-240.

List of Figures

- 1 Simplified diagram of the receiver. It is divided into 2 channels, one for the “received signal” $S_{RX}(\tau)$, and one for the “transmitted signal” $S_{TX}(\tau)$. The AFC unit (automatic frequency control) uses this last channel in order to measure the frequency $f(t)$ of the transmitted signal, and its phase ϕ_{oT} at time $\tau = 0$. The frequency $f(t)$ is used to command the local oscillator frequency $f_{LO}(t)$. Each of the two channels uses two digital frequency mixers to produce the real and imaginary parts of the two complex received signal $\mathbf{R}_{RX}(\tau)$ and $\mathbf{R}_{TX}(\tau)$.
- 2 Schematic diagram of the transmitted pulse $S_{TX}(\tau)$ of duration τ_{pulse} , and of a signal $S_{RX}(\tau)$, received from a static distant target. Except for a phase change ϕ_{target} due to the target and a time delay τ_{travel} due to the propagation, this last signal is an exact replica of the transmitted pulse (for simplicity, we assume in the diagram that $\phi_{target}=0$). After mixing with the local oscillator, the phase of the signal $\mathbf{R}_{RX}(\tau)$ at the exact delay τ_{travel} is equal to the phase of the local oscillator at delay τ_{travel} plus ϕ_{target} . The variation of $I_{RX}(\tau)$ and $Q_{RX}(\tau)$ within the received pulse (i.e. between τ_{travel} and $\tau_{travel} + \tau_{pulse}$) is due to the difference between the transmitted frequency and the local oscillator frequency. This signal is sampled at the delay τ_{sam} , slightly different than τ_{travel} , and this difference leads to a phase measurement error.
- 3 Phase (3.a) and amplitude (3.b) temporal variations of a signal reflected by ground targets measured at three successive scans separated by 5 minutes: 05H45 (black line), 05H50 (dash grey line) and 05H55 (grey line), for March 04, 2010. The horizontal scale represents radar pulses (from 1 to 2000, lower scale), as well as time (6 seconds) or azimuth (30 degrees, upper scale). Data corresponding to amplitudes lower than the noise threshold are masked in grey. Two particular pixels “A” and “B” are marked on the figure. Pixel “A” is from an oblique oriented cliff, although pixel “B” is an isolated mast with antennas.
- 4 Time series, during a 5 days period from 3 to 7 March 2010, of a signal coming from the strong “B” echo of the figure 3b : (i) phase time-derivative $\frac{\delta\hat{\phi}(\tau_{sam},t)}{\delta t}$ (black line), (ii) same after

correction for the local oscillator $f_{LO}(t)$ by eq. 27 (grey superimposed on the black), and (iii) local oscillator frequency $f_{LO}(t)$ (dashed lines).

- 5 Time series, for the March 16 2010, of the phase difference $\Delta\phi_{2.1}(t, t_{\text{ref}})$ when both pixels “1” and “2” come from the same isolated target “B” at two successive range gates (grey line). The reference time t_{ref} is fixed to the first available time of the day. Temporal evolution of the transmitted signal magnetron frequency difference $[f(t) - f(t_{\text{ref}})]$ (black line, right scale in kHz).
- 6 Time series of refractivity N measured by the radar during a 38-day period (2 March to 9 April 2010) for pixel “A” (dot grey line), and for pixel “B” (solid gray line). Averaged refractivity measurements from the 3 AWS (solid black line). The grey column indicate no data and the time t_{ref} is reset after each period of absence of data. The rain periods are represented by horizontal thin lines.
- 7 Relative distributions of the time derivative of the phase $\frac{\delta\hat{\phi}(\tau_{\text{sam}}, t)}{\delta t}$ in deg/5min, for the target “B” (solid line), compared to : (a) the target “A” (dashed line), situated at the same 4.8km distance, but at a different azimuth; (b) another pixel situated at 8.4 km.
- 8 Score map of $\frac{\delta\hat{\phi}(\tau_{\text{sam}}, t)}{\delta t}$ around the radar of Falaise. For each pixel we show the percentage of $\frac{\delta\hat{\phi}(\tau_{\text{sam}}, t)}{\delta t}$ values within the $[-90^\circ/5\text{min}, +90^\circ/5\text{min}]$ interval. The experiment lasted 7 days, from 15th January until 21th January, 2011.
- 9 Time evolution over a period of 8 days, of the refractivity measured every 5 minutes by the Falaise radar for the 268 pixels whose score is greater than 99.9% (grey lines). For all these pixels, the reference time t_{ref} is fixed at the beginning of the serie (time = 0). Time evolution of the average in-situ refractivity (black line) is obtained from the measurements by three automatic stations. Temperature measured by the Flers station, 15 km from the radar (right scale, in °K).

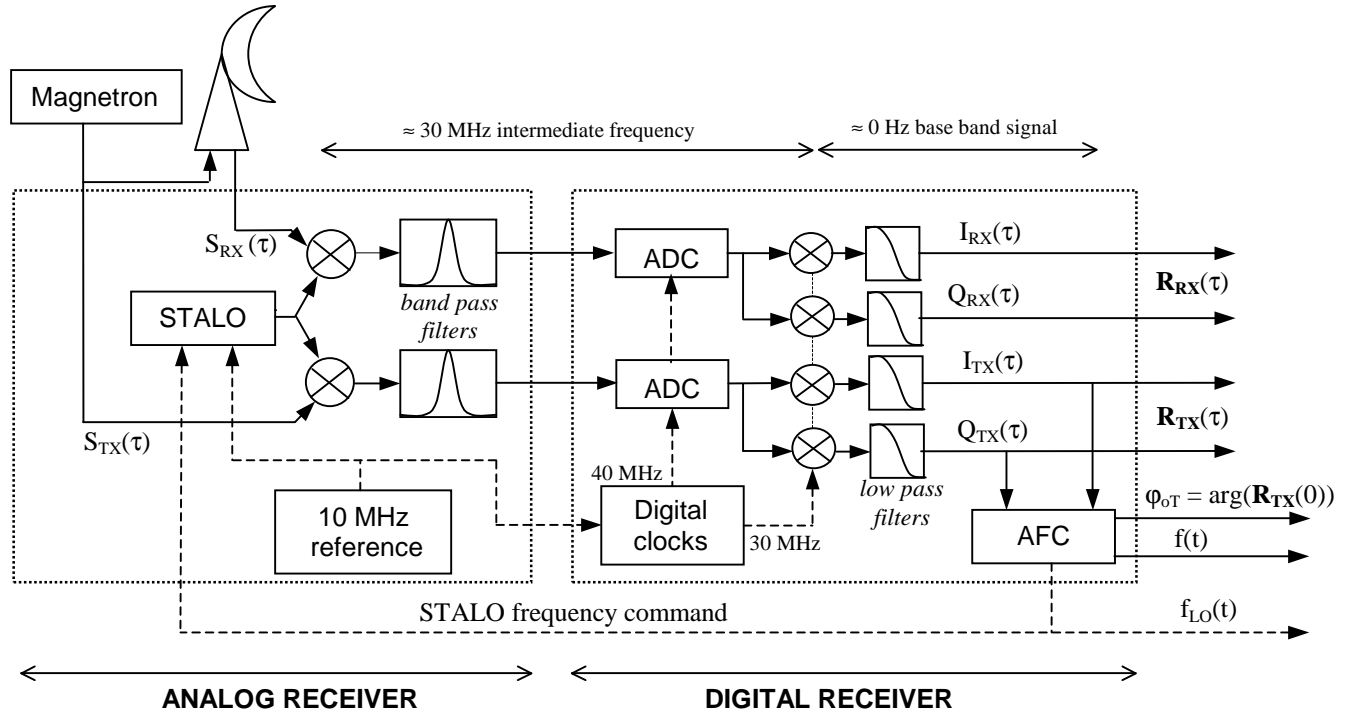


Figure 1 : Simplified diagram of the receiver. It is divided into 2 channels, one for the “received signal” $S_{RX}(\tau)$, and one for the “transmitted signal” $S_{TX}(\tau)$. The AFC unit (automatic frequency control) uses this last channel in order to measure the frequency $f(t)$ of the transmitted signal, and its phase ϕ_{oT} at time $\tau = 0$. The frequency $f(t)$ is used to command the local oscillator frequency $f_{LO}(t)$. Each of the two channels uses two digital frequency mixers to produce the real and imaginary parts of the two complex received signal $\mathbf{R}_{RX}(\tau)$ and $\mathbf{R}_{TX}(\tau)$.

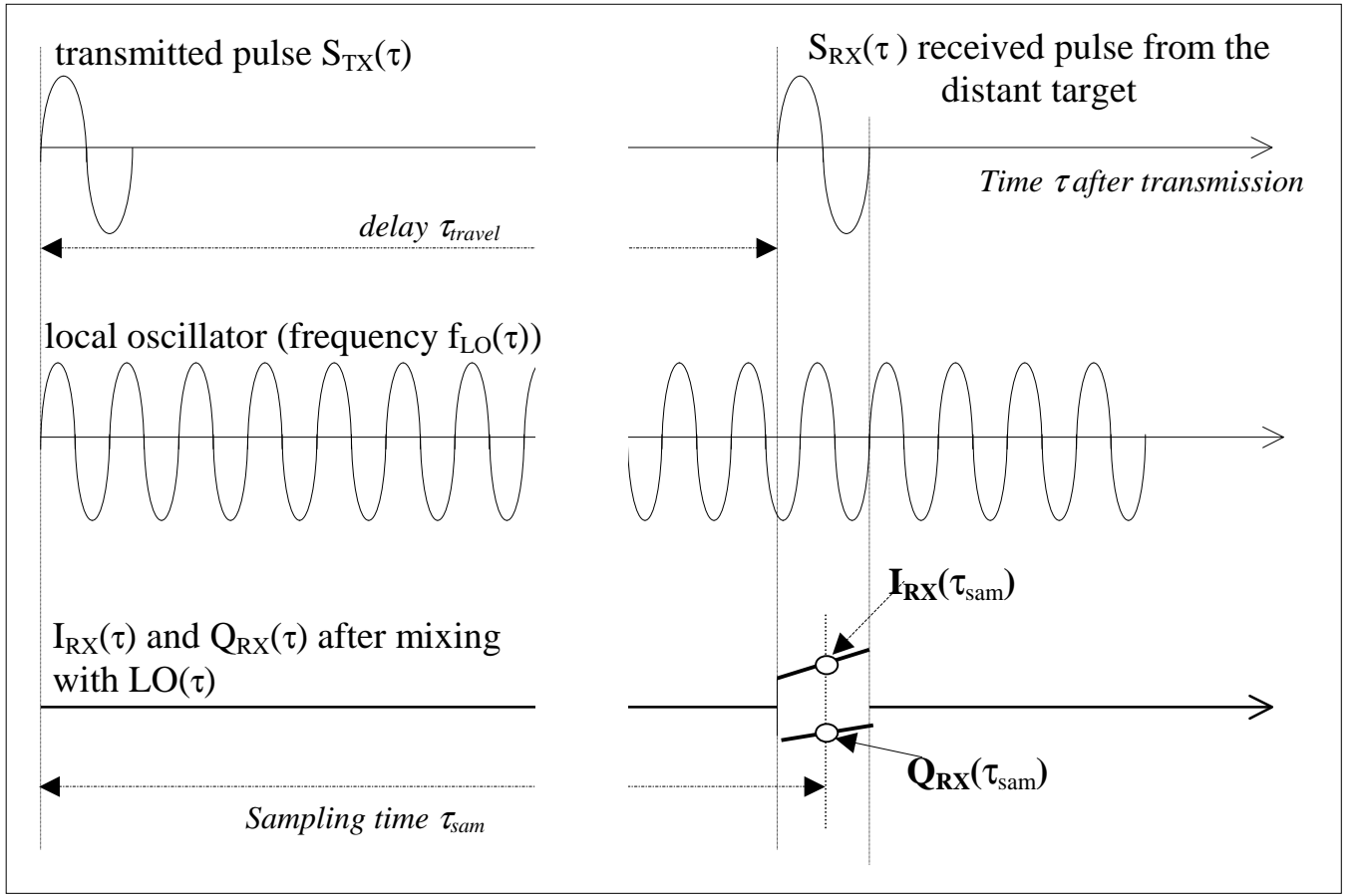


Figure 2. Schematic diagram of the transmitted pulse $S_{TX}(\tau)$ of duration τ_{pulse} , and of a signal $S_{RX}(\tau)$, received from a static distant target. Except for a phase change ϕ_{target} due to the target and a time delay τ_{travel} due to the propagation, this last signal is an exact replica of the transmitted pulse (for simplicity, we assume in the diagram that $\phi_{target}=0$). After mixing with the local oscillator, the phase of the signal $R_{RX}(\tau)$ at the exact delay τ_{travel} is equal to the phase of the local oscillator at delay τ_{travel} plus ϕ_{target} . The variation of $I_{RX}(\tau)$ and $Q_{RX}(\tau)$ within the received pulse (i.e. between τ_{travel} and $\tau_{travel} + \tau_{pulse}$) is due to the difference between the transmitted frequency and the local oscillator frequency. This signal is sampled at the delay τ_{sam} , slightly different than τ_{travel} , and this difference leads to a phase measurement error.

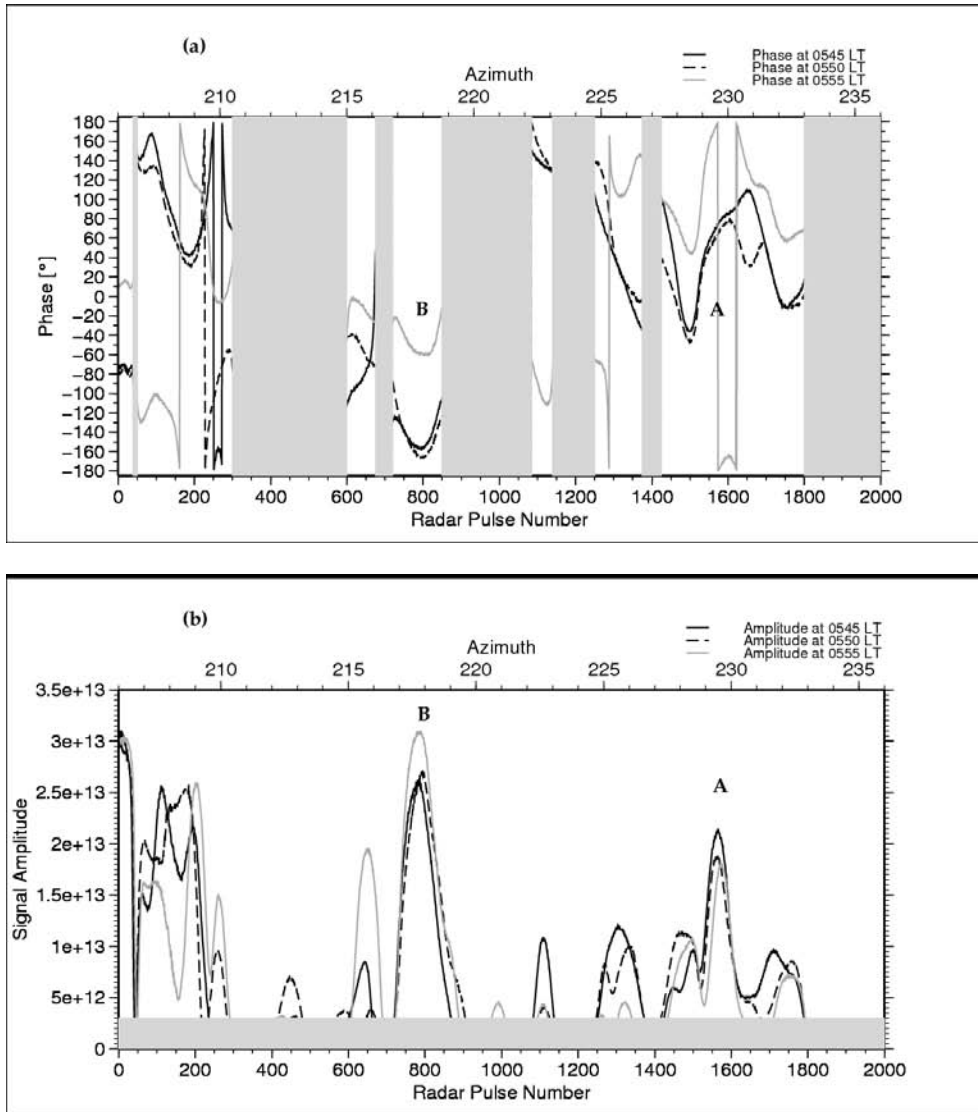


Figure 3. Phase (3.a) and amplitude (3.b) temporal variations of a signal reflected by ground targets measured at three successive scans separated by 5 minutes: 05H45 (black line), 05H50 (dash grey line) and 05H55 (grey line), for March 04, 2010. The horizontal scale represents radar pulses (from 1 to 2000, lower scale), as well as time (6 seconds) or azimuth (30 degrees, upper scale). Data corresponding to amplitudes lower than the noise threshold are masked in grey. Two particular pixels “A” and “B” are marked on the figure. Pixel “A” is from an oblique oriented cliff, although pixel “B” is an isolated mast with antennas.

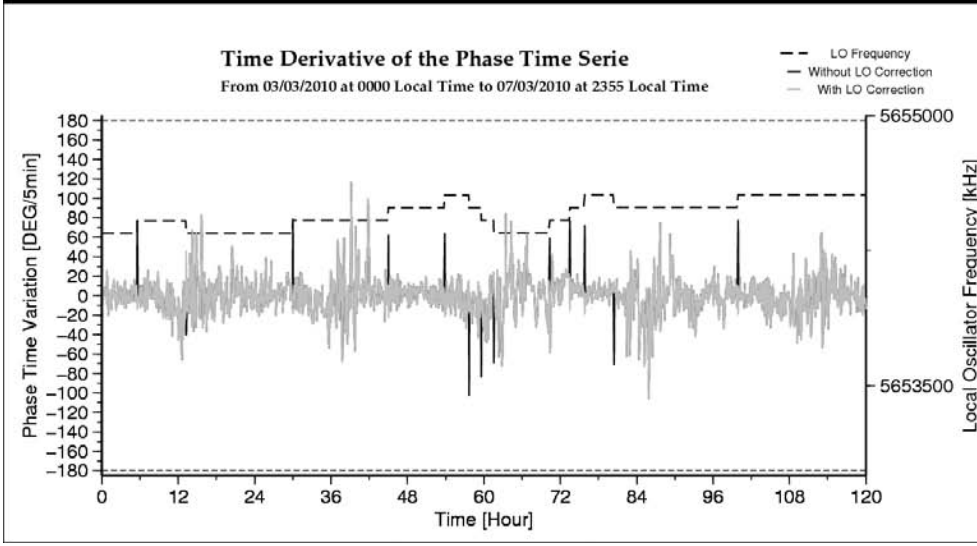


Figure 4. Time series, during a 5 days period from 3 to 7 March 2010, of a signal coming from the strong “B” echo of the figure 3b : (i) phase time-derivative $\frac{\delta \hat{\phi}(\tau_{sam}, t)}{\delta t}$ (black line), (ii) same after correction for the local oscillator $f_{LO}(t)$ by eq. 27 (grey superimposed on the black), and (iii) local oscillator frequency $f_{LO}(t)$ (dashed lines).

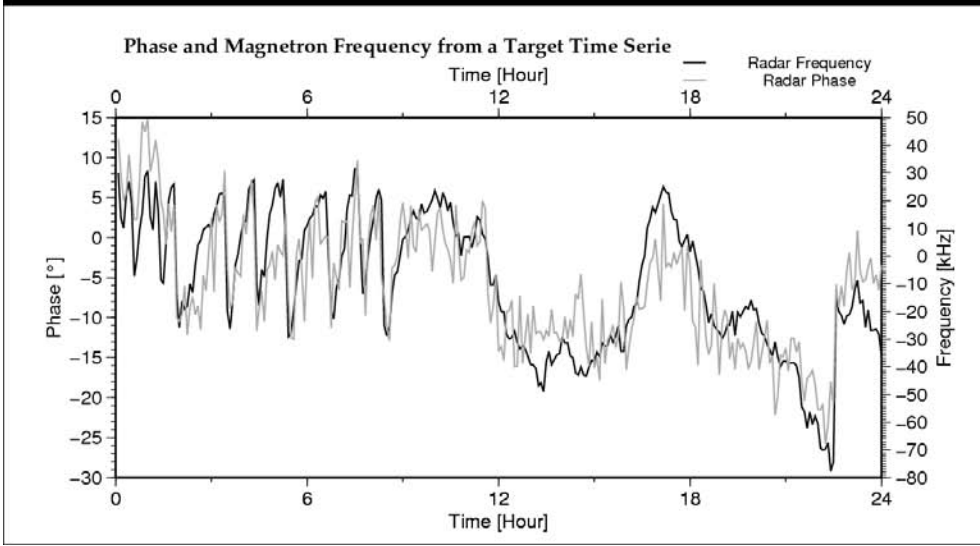


Figure 5. Time series, for the March 16 2010, of the phase difference $\Delta\phi_{2.1}(t, t_{\text{ref}})$ when both pixels “1” and “2” come from the same isolated target “B” at two successive range gates (grey line). The reference time t_{ref} is fixed to the first available time of the day. Temporal evolution of the transmitted signal magnetron frequency difference $[f(t) - f(t_{\text{ref}})]$ (black line, right scale in kHz).

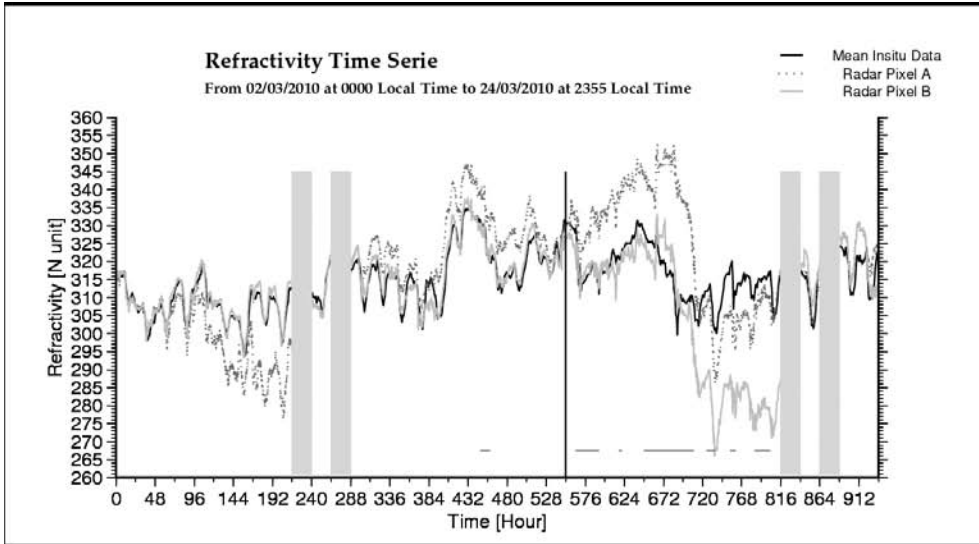


Figure 6. Time series of refractivity N measured by the radar during a 38-day period (2 March to 9 April 2010) for pixel “A” (dot grey line), and for pixel “B” (solid gray line). Averaged refractivity measurements from the 3 AWS (solid black line). The grey column indicate no data and the time t_{ref} is reset after each period of absence of data. The rain periods are represented by horizontal thin lines.

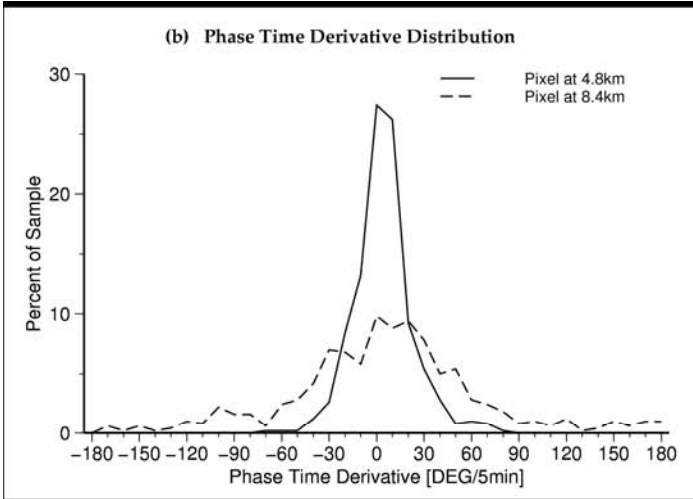
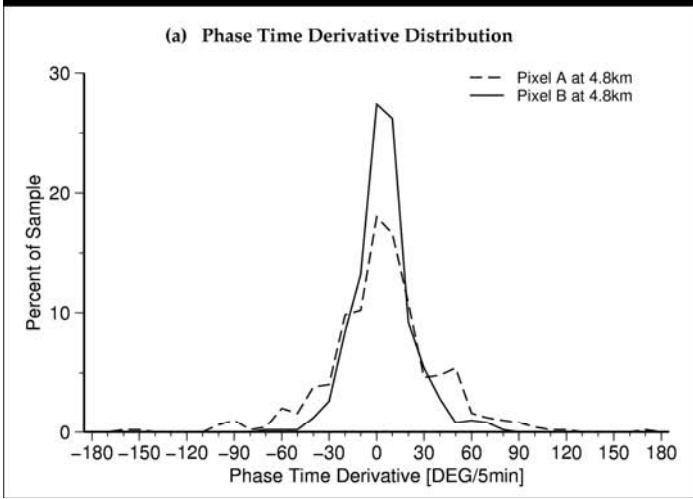


Figure 7. Relative distributions of the time derivative of the phase $\frac{\delta\hat{\phi}(\tau_{sam}, t)}{\delta t}$ in deg/5min, for the target “B” (solid line), compared to : (a) the target “A” (dashed line), situated at the same 4.8km distance, but at a different azimuth; (b) another pixel situated at 8.4 km.

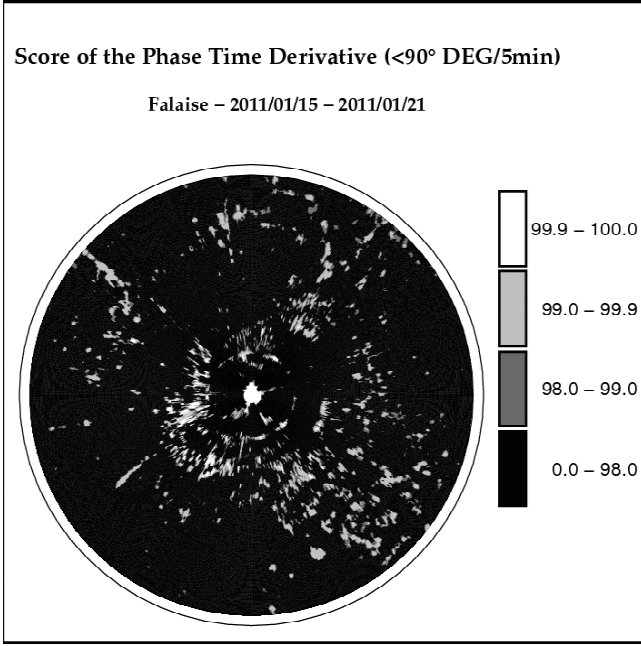


Figure 8. Score map of $\frac{\delta\hat{\phi}(\tau_{sam}, t)}{\delta t}$ around the radar of Falaise. For each pixel we show the percentage of

$\frac{\delta\hat{\phi}(\tau_{sam}, t)}{\delta t}$ values within the $[-90^\circ/5\text{min}, +90^\circ/5\text{min}]$ interval. The experiment lasted 7 days, from 15th

January until 21th January, 2011.

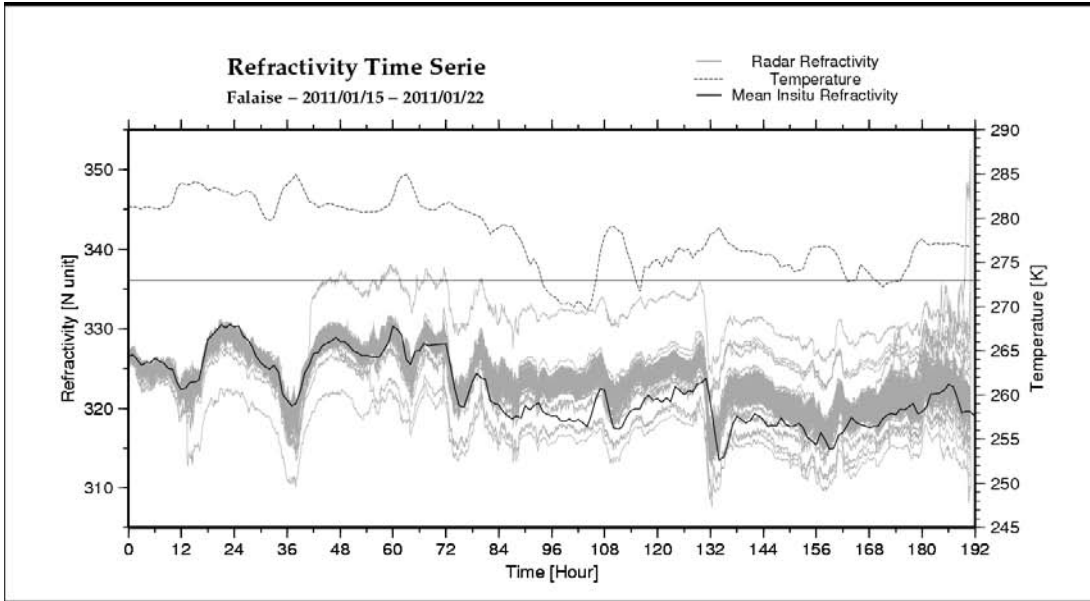


Figure 9. Time evolution over a period of 8 days, of the refractivity measured every 5 minutes by the Falaise radar for the 268 pixels whose score is greater than 99.9% (grey lines). For all these pixels, the reference time t_{ref} is fixed at the beginning of the serie (time = 0). Time evolution of the average in-situ refractivity (black line) is obtained from the measurements by three automatic stations. Temperature measured by the Flers station, 15 km from the radar (right scale, in °K).

Annexe B :

**Links between weather phenomena and
characteristics of
refractivity measured by precipitation radar**

Annexe C:
Evaluation of Phase Ambiguity Problem due to
Sampling Time when Measuring Refractivity with
Precipitation Radar

Evaluation of phase ambiguity problem due to sampling time when measuring refractivity with precipitation radar

Chiraz BOUDJABI and Jacques Parent du Châtelet

Météo France, Direction des Systèmes d'Observation, Trappes (France)

1. INTRODUCTION

The phase variation of ground clutter radar returns are related to changes in the atmospheric index of refraction between the radar and the ground clutter targets [Fabry et al.,1997]. This index of refraction varies with local pressure, temperature and relative humidity, so that phase changes in returns from ground targets act as an atmospheric record of these variables, and “radar reflectivity retrieval algorithms show great promise in estimating the surface layer moisture field” (Fabry2004).

Radars equipped with klystron transmitters, having a very well defined transmitted waveform in frequency and phase, can be used for refractivity measurements. However most of the operational European networks are equipped with magnetrons transmitters, for which the transmitted frequency varies with time. These variations may lead to measurement problems, and Parent-du-Chatelet and Boudjabi (2008) recently proposed a new formulation of this problem and they claim that, applying proper correction factors, measurement can be made equally well with magnetron radars or klystron radars. Refractivity estimation by radar is based on phase differences, which can be corrupted by phase-aliasing problems due to time or space undersampling. These problems will depend on weather phenomena space or time scales.

The aim of this paper is to test the phase aliasing risks in a temperate area. Starting from a climatologically representative data-base of in-situ measurement, we compute a local refractive index time series, which we use to simulate phase variation of an hypothetical radar measurement, integrated over a given time-interval and a given space-interval. The 1-minute in-situ measurements of pressure, temperature, and relative humidity are issued from the Trappes French Meteorological Center (Météo-France, Direction des Systèmes d'Observation) data-base. This data-base, which includes a few major thunderstorms and heavy rain climatologic events, is well adapted to evaluate the radar phase-aliasing risks in this area.

2. PHASE AND REFRACTIVITY RELATIONSHIP

The propagation speed of an electromagnetic wave depends on the material through which it travels, and waves traveling through the atmosphere propagate slightly slower than in vacuum. The ratio of the speed of light in vacuum to the speed of light in medium is called the refractive index n , which is more easily expressed as refractivity N [Bean and Dutton, 1968] described as follows:

$$N = (n - 1) 10^6 \quad (1)$$

Which is related to metrological parameters:

$$N = 77.6 \frac{P}{T} + 3.73 \times 10^5 \frac{e \times RH}{T^2} \quad (2)$$

where T is temperature in Kelvin(K), P and e are respectively, the air pressure and saturated water vapor pressure in millibar(mb). RH is the relative humidity between 0 and 1.

The time τ taken by the electromagnetic wave to propagate through a constant refractivity medium up to a stationary target at range r and to come back is [Fabry et al.,1997] :

$$\tau(t) = 2r \frac{n(r,t)}{c} \quad (3)$$

Where c is the speed of light in vacuum.

By including in equation (3) the variation of the refractive index $n(x,t)$ along the two way path, the phase of the received signal at time t is given by:

$$\phi(r,t) = 2\pi f \tau(t) = \frac{4\pi f}{c} \int_0^r n(x,t) dx \quad (4)$$

If we consider two targets T_1 (at range r_1) and T_2 (at range r_2), at two different times t and t_{ref} , along the same azimuth. A refractivity change (between t and t_{ref}) leads to a phase difference given by [Fabry2004]:

$$\begin{aligned} \Delta\phi(r_2,t,t_{ref}) - \Delta\phi(r_1,t,t_{ref}) &= [\phi(r_2,t) - \phi(r_2,t_{ref})] - [\phi(r_1,t) - \phi(r_1,t_{ref})] \quad (5) \\ &= \frac{4\pi f 10^{-6}}{c} \int_{r_1}^{r_2} [N(x,t) - N(x,t_{ref})] dx \end{aligned}$$

where $\phi(r,t)$ is the phase measured by the radar at time t for a signal coming from range r .

If r_1 and r_2 are enough close together, we can assume that the refractivity is locally homogenous between T_1 and T_2 and that the phase difference can be written as :

$$\Delta\varphi(r_2, t, t_{ref}) - \Delta\varphi(r_1, t, t_{ref}) = \frac{4\pi f 10^{-6}(r_2 - r_1)}{c} [N(r, t) - N(r, t_{ref})] \quad (6)$$

Ambiguity problems

Using this equation (6), and assuming that the refractivity is known at the reference time t_{ref} , the local refractivity at time t can be deduced from the phase difference $[\Delta\varphi(r_2, t, t_{ref}) - \Delta\varphi(r_1, t, t_{ref})]$, accessible with the radar. But this measurement is prone to ambiguity as soon as the product $(r_2 - r_1)[N(r, t) - N(r, t_{ref})]$ becomes large enough to produce phase changes greater than π .

To evaluate the chances to have ambiguity problems when measuring the refractivity with precipitation radars, we have plotted in table 1 the refractivity change which leads to a π phase rotation for different range integration $(r_2 - r_1)$ and for different radar wavelength.

	S band	C band	X band
$(r_2 - r_1) = 150\text{m}$	200	89	50
$(r_2 - r_1) = 1\text{km}$	30	13	7.5
$(r_2 - r_1) = 3\text{km}$	10	4.5	2.5

Table 1. Refractivity changes (in refractivity units) leading to a π phase rotation, for different wavelength and different range integration.

Refractivity changes can be as large as 150 between seasons, but the classical day/night change is generally close to 10 or 20 in quite conditions. Therefore we can conclude from table 1 that the chances to encounter phase aliasing problems in quite conditions are weak at S band and for range integration lower than 1km. But these chances become noticeable at C band or X band for 1km or larger range integration.

A solution for such an ambiguity problem could be to improve the sampling time δt : even if the refractivity variations are large, up to 150 units, when we compare measurements separated by months or weeks, they are probably weaker for measurements separated by days, and certainly much smaller between minutes.

3. SIMULATION STUDIES & DATA ANALYSIS

In this section, we try to evaluate the sampling time δt adapted to avoid phase ambiguity measurement problems:

- Starting from a 4 years data-base of in-situ measurements of temperature, pressure and humidity, we compute a 4 years $N(t)$ time series by using equation (2). The data were obtained with an automatic weather station located in Trappes city (30km West of Paris) every minute from 2005 to 2008;
- we then compute the time variation $[N(r, t + \delta t) - N(r, t)]$ for different values of the time interval, or integration time δt (5 and 30 minutes);
- Finally, using the equation (6), we simulate the phase variation time-series which would

be produced by these N variations if a radar measurement were performed above the weather station, for different range integration $[r_2 - r_1]$ (1 and 3 km).

3.1. FIRST STUDY (SAMPLING TIME OF 30 MINUTES AND SPATIAL INTEGRATION OF 1km)

The simulated phase variation time series, obtained through the method previously described, is presented in figure 1 for a "sampling time" of 30 minutes, and a "spatial resolution" of 1 km.

We observed that in the winter season we have weak phase variations, unlike the phase variation is stronger during the other seasons, particularly during summer when it exceeds $\pm 180^\circ$.

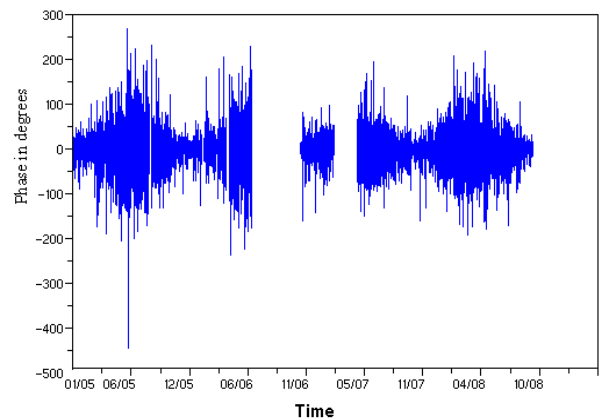


Figure1. Simulated time derivative of the phase between 2005 and 2008. Each point represents the phase-difference between two times separated by 30 minutes and integrated over a 1 km range. Several gaps correspond to missing in-situ data.

The same result is also represented as an histogram on Figure2.

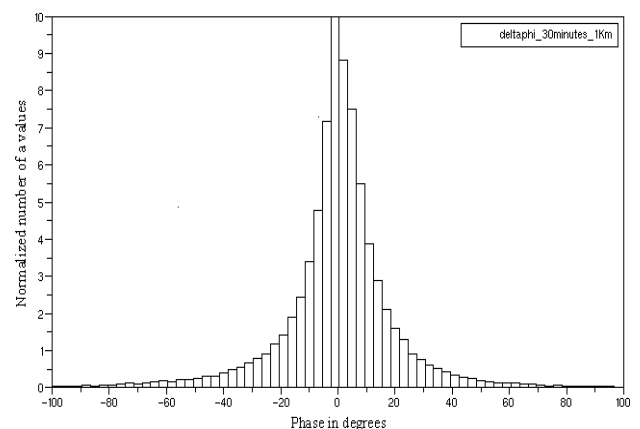


Figure2. Histogram of Simulated time derivative of the phase between 2005 and 2008. Each point represents the phase-difference between two times separated by 30 minutes, and integrated over a 1 km range (1 Jan 2005 to 31 Dec 2008).

Figure 2 shows that the phase variations spectrum is very large. The main population is centered around

0°, in between $\pm 20^\circ$. From time to time, phase difference values reach, and even exceed the 180° limit.

We can conclude from these first results that, using a 1 km spatial integration and a 30 minutes temporal integration, we do have ambiguity measurements problems, particularly during summer time.

3.2. SECOND STUDY (SAMPLING TIME OF 5 MINUTES AND SPATIAL INTEGRATION OF 1Km)

The same study was performed in the same conditions, except that we have decrease the sampling time from 30 minutes to 20, 15, 5 minutes in order to define the limit condition to avoid phase ambiguities.

The obtained results (not shown here) demonstrate that for 10, 15 and 20 minutes integration times, we still have strong phase variations, greater than 180°, which will lead to ambiguity problems. Using a lower sampling time of 5 minutes, we still observe (figure 3) large phase differences, but generally lower than 180°.

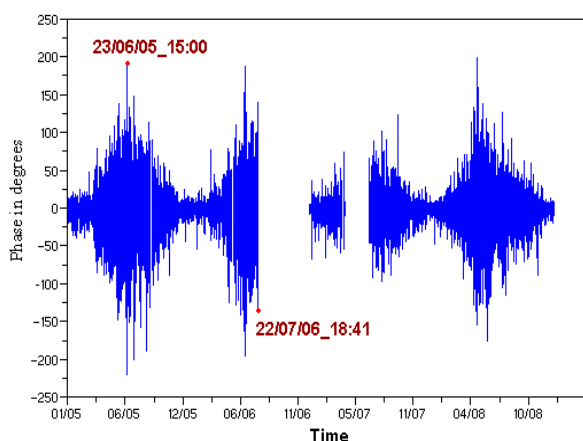


Figure3. Simulated time derivative of the phase between 2005 and 2008. Each point represents the phase-difference between two times separated by 5 minutes and integrated over a 1 km range. Several gaps correspond to missing in-situ data.

The same simulation data are also represented as an histogram on Figure4. The distribution is narrow, and values are mostly centered around (0° and $\pm 10^\circ$).

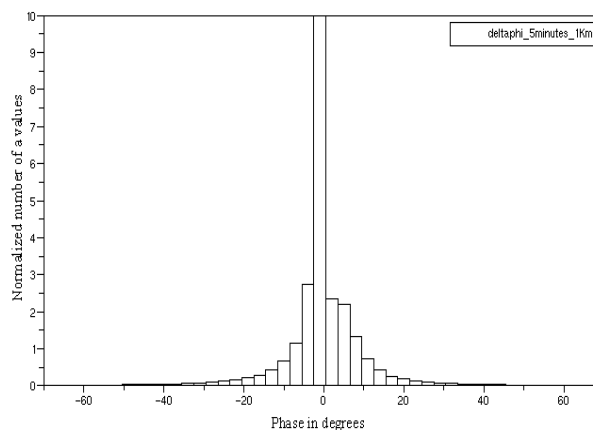


Figure4. Histogram of Simulated time derivative of the phase between 2005 and 2008. Each point represents the phase-difference between two times separated by 5 minutes, and integrated over a 1 km range (1 Jan 2005 to 31 Dec 2008).

From this second study, we can conclude that, with a 5 minutes integration time and a 1km spatial-integration, the phase ambiguity occurrence is quite small, but not completely negligible.

In the same condition if we use a sampling time of 5 minutes, and increase the spatial integration from 1 km up to 3 km, we obtained the same graph (not shown here) except that the vertical scale is three times larger than the values obtained with 1 km of spatial resolution.

3.3. TWO CASE STUDIES

To try to understand the origin of the largest observed phase variations, we have selected two particular events during the 4 years period: (23 June 2005 and 22 July 2006).

For verification, we have plotted the temporal variations of humidity and temperature for the two events on figure 7 and figure 8.

During the **23 June 2005** event (fig. 7), we observe a strong humidity variation of about 37% (figure 7(a)), and a strong temperature variation of about 7° (figure 7(b)), during a short 20 minutes time-lag (from 1449 UTC to 1510 UTC). These variations lead to a refractivity change of about 14 N-units, which corresponds to the development of a convective cell followed by heavy rain after 15h10, as observed by a rain gage (not shown here).

During the second event of **22 July 2006** we observe a 33% humidity variation (figure 8(c)), associated to a 5° temperature variation (figure 8(d)), from 1833 UTC to 1845 UTC leading to a refractivity change of about 9 N-units.

During these 10 minutes a thunderstorm was probably formed above Trappes City but we did not experienced rain at this moment. The dramatic temperature decrease is probably related to the birth of a storm cell which was formed above Trappes city and then moved elsewhere. This hypothesis is confirmed by the presence of a big cell on radar image after 1900 UTC.

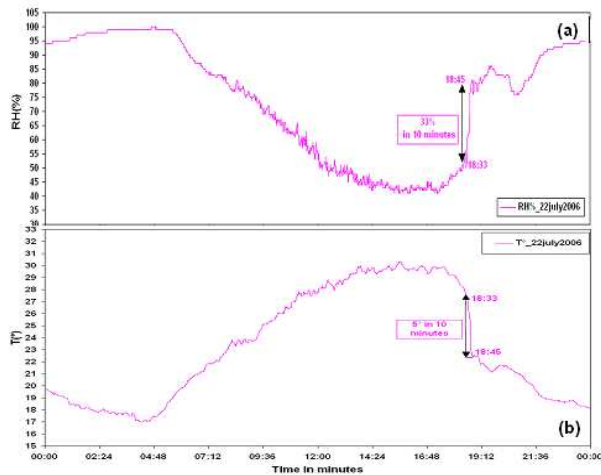


Figure7. (a): Temporal variation of the humidity in (%).
(b): Temporal variation of the temperature in degrees during **23 June 2005** event.

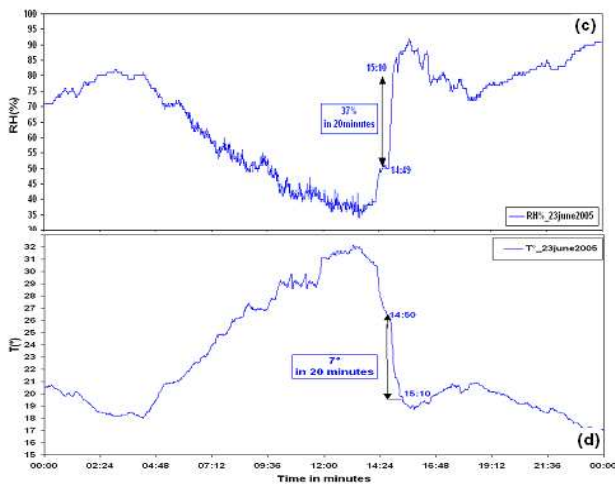


Figure8. (c): Temporal variation of the humidity in (%).
(d): Temporal variation of the temperature in degrees during the event of **22 July 2006**.

4. CONCLUSION

We have show in this paper that the refractivity estimation, based on phase differentiation with time and space can be degraded by phase aliasing problems. These problems increase with frequency (sensible at S-band, important at C-band and more important at X-band).

To avoid these ambiguity problems, and in order to identifies major thunderstorms and climatologic extreme events. We must choose an adequate condition of sampling time as well as an adequate spatial integration.

The result obtained in this paper, based on the simulation studies with In-Situ refractivity measurements during 4 years, show that for C-band radar there would be no phase ambiguity if we compared the refractivity measurement between a few minutes and for a range integration lower than 1km.

ACKNOWLEDGMENTS

The authors gratefully acknowledge Abdel-Amin Bummed and Bruno Dalcin for their help.

REFERENCES

- Bean.B.R., and E.J.Dutton; 1968: Ratio Meteorology. Dover Publications.
- Fabry.F.,Frush .C,I.Zavadski, and A.Kilambi;1997:On the extraction of near surface Index of Refractivity Using Radar Phase Measurements from Ground Targets, *J.Atmos.Ocean .Technol.*, 14;978-987.
- Fabry.F;2004:Meteorological Value of Ground Target Measurements by Radar . *J.Atmos.Ocean .Technol.*, 21,560-573.
- Parent du Chatelet .J.and Boudjabi.C (2008): A new formulation for signal reflected from a target using a magnetron radar. ERAD 2008- The fifth European conf. On radar in Meteorology and Hydrology.
- Boudjabi.C.and Parent du Chatelet .J (2008) : Validation of refractivity measurements with magnetron transmitter radar. ERAD 2008- The fifth European conf. On radar in Meteorology and Hydrology.

